



# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

## FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

## ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

## ZÁLOŽNÍ ZDROJ STŘÍDAVÉHO NAPĚTÍ

BACKUP AC POWER SUPPLY

### DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

### AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Andor Szabó

### VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Roman Prokop, Ph.D.

BRNO 2018



# Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Mikroelektronika**  
Ústav mikroelektroniky

**Student:** Bc. Andor Szabó  
**Ročník:** 2

**ID:** 154881  
**Akademický rok:** 2017/18

**NÁZEV TÉMATU:**

## Záložní zdroj střídavého napětí

### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte a zrealizujte funkční vzorek záložního zdroje střídavého napětí. Tento záložní zdroj musí mít sinusový průběh výstupního napětí a zdroj musí umět trvale dodávat výkon 300 W, při hladině výstupního napětí 120 V a kmitočtu 50 Hz.

Požadavky na cílový funkční vzorek zdroje jsou následující: špičkový výstupní výkon 600 W, napájení z baterie 12 V popřípadě 24 V, z důvodu požadavku vysoké účinnosti použijte spínanou topologii silové části. Pro řízení vyberte a použijte vhodný mikrokontrolér, kde využijte vestavěného AD převodníku pro realizaci digitální řídicí smyčky zpětné vazby. Z hlediska bezpečnosti musí být primární část od sekundární části galvanicky oddělená a dále by bylo vhodné doplnit konstruované zařízení vstupní podpěřovou ochranou a výstupní nadproudovou ochranou. Nastudujte a porovnejte vhodné topologie střídačů pro zadaný záložní zdroj. Vyberte vhodnou topologii. Dále zdroj navrhněte a proveďte základní simulace. Vytvořte programový kód pro řídicí mikrokontrolér a ověřte jej. Nakonec zrealizujte funkční vzorek zdroje.

### DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce

**Termín zadání:** 5. 2. 2018

**Termín odevzdání:** 22. 5. 2018

**Vedoucí práce:** Ing. Roman Prokop, Ph.D.

**Konzultant:** Ing. Petr Papica



  
**doc. Ing. Lukáš Fucík, Ph.D.**  
předseda oborové rady

### UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

## **ABSTRAKT**

Cieľom predloženej diplomovej práce je navrhnúť zvyšujúci  $DC/AC$  menič, striedač z  $12\text{ V}$  na  $120\text{ V}_{ef}$ , so sínusovým výstupným signálom. Menič by mal byť schopný dodávať trvalý výkon  $300\text{ W}$  a dvojnásobný špičkový výkon  $600\text{ W}$ . Predpokladané využitie tohto meniča slúži, ako záložný zdroj pre napájanie obehového čerpadla ústredného kúrenia pri výpadku elektrickej energie. Menič bude používať zapojenie silovej časti typu T-type.

## **KLÚČOVÉ SLOVÁ**

Jednočinný priepustný menič, blokujúci menič, štvorkvadrantový menič, T-type menič, striedač, impulzne šírková modulácia PWM, budič

## **ABSTRACT**

The aim of this thesis is to design a step-up  $DC/AC$  converter, an inverter from  $12\text{ V}$  to  $120\text{ V}_{rms}$ , with a sinus output signal. The converter should deliver a continuous performance of  $300\text{ W}$  and a double peak power output of  $600\text{ W}$ . The supposed usage of this inverter would be as a back-up power source for the circulatory pump of the central heating in the case of power outage. The inverter is consisting of a T-type power section.

## **KEYWORDS**

Boosts forward converter, flyback converter, Four-quadrant converter, T-type converter, inverter, pulse-width modulation, driver

## **BIBLIOGRAFICKÁ CITÁCIA:**

SZABÓ, A. *Záložní zdroj střídavého napětí*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2018. 84 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Roman Prokop, Ph.D..

## PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Záložní zdroj střídavého napětí jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne .....

.....

(podpis autora)

Experimentální část této diplomové práce byla realizována na výzkumné infrastruktuře  
vybudované v rámci projektu CZ.1.05/2.1.00/03.0072  
**Centrum senzorických, informačních a komunikačních systémů (SIX)**  
operačního programu Výzkum a vývoj pro inovace.

# OBSAH

<b>OBSAH</b>	<b>7</b>
<b>ZOZNAM OBRÁZKOV</b>	<b>9</b>
<b>ZOZNAM TABULIEK</b>	<b>11</b>
<b>ÚVOD</b>	<b>12</b>
<b>1 ANALÝZA MOŽNÝCH RIEŠENÍ</b>	<b>13</b>
1.1.1 Jednočinný priepustný menič (základné zapojenie) .....	13
1.1.2 Blokujúci menič (Flyback converter) .....	14
1.1.3 Štvorkvadrantový menič (H-bridge).....	16
1.1.4 Jednoduchý menič s obdĺžnikovým výstupným napätím .....	17
1.1.5 T-type menič .....	18
1.2 Voľba výsledného zapojenia silovej časti.....	20
<b>2 NÁVRH MENIČA</b>	<b>21</b>
2.1 Elektrická a bloková schéma zvoleného zapojenia.....	21
2.2 Návrh a realizácia DC/AC meniča.....	24
2.2.1 Výstupné parametre T-type meniča .....	24
2.2.2 Prúdové a napät'ové dimenzovanie polovodičov .....	26
2.2.3 Výpočet LC filtra .....	29
2.2.4 Výpočet a návrh tlmivky $L_3$ .....	30
2.2.5 Výber budiča .....	34
2.2.6 Výkonové straty vedením a spínaním prúdu .....	36
2.3 Návrh a realizácia DC/DC meniča.....	38
2.3.1 Výstupné parametre jednočinného meniča .....	38
2.3.2 Prúdové a napät'ové dimenzovanie polovodičov .....	39
2.3.3 Návrh impulzného transformátora .....	41
2.3.4 Návrh budiča .....	45
2.4 Pomocný oddeľovací zdroj .....	48

<b>3</b>	<b>REGULÁCIA</b>	<b>50</b>
3.1	Jednočinný menič .....	50
3.1.1	Výber odporu $R_{sense}$ a transformátora $Tr_2$ .....	51
3.2	T-type menič .....	51
3.2.1	Snímač prúdu ACS712 .....	53
<b>4</b>	<b>SIMULÁCIA MENIČA</b>	<b>54</b>
<b>5</b>	<b>OŽIVENIE A ZÁZNAMY Z MERANIA</b>	<b>57</b>
5.1	Podpäťová ochrana .....	57
5.2	Impulzný transformátor .....	58
5.3	T-type menič .....	62
<b>6</b>	<b>ZÁVER</b>	<b>64</b>
	<b>LITERATÚRA</b>	<b>65</b>
	<b>ZOZNAM PRÍLOH</b>	<b>66</b>



# ZOZNAM OBRÁZKOV

Obr. 1: Jednočinný priepustný menič .....	13
Obr. 2: Flyback menič (RCD clamp).....	14
Obr. 3: Flyback menič s výstupným striedavým napätím .....	15
Obr. 4: Štvorkvadrantový menič (H-bridge).....	16
Obr. 5: Jednoduchý menič s obdĺžnikovým výstupným napätím.....	17
Obr. 6: Ovládanie jednoduchého meniča s obdĺžnikovým výstupným napätím .....	18
Obr. 7:T-type menič.....	19
Obr. 8: Ovládacie impulzy T-type meniča (PWM) [9].....	20
Obr. 9: Schéma zvoleného zapojenia (Jednočinný + T-type menič) .....	21
Obr. 10: Blokovaná schéma striedača .....	23
Obr. 11: Rozmery jadra tlmivky L <sub>3</sub> .....	31
Obr. 12: Realizovaná tlmivka L <sub>3</sub> .....	33
Obr. 13: Schéma zapojenia budiča pre T-type menič.....	35
Obr. 14: DPS budiča pre T-type menič.....	36
Obr. 15: Vypínací a zapínací dej MOS tranzistora [2] .....	37
Obr. 16: Impulzný transformátor .....	44
Obr. 17: Schéma budiča pre jednočinný menič .....	46
Obr. 18: DPS budiča pre jednočinný menič .....	48
Obr. 19: Blokovaná schéma oddeľovacieho zdroja.....	48
Obr. 20: DPS oddeľovacieho zdroja .....	49
Obr. 21: Zapojenie obvodu NCP1217A .....	50
Obr. 22: Delič pre I <sub>sense</sub> .....	51
Obr. 23: Princíp snímanie napätí a prúdov v T-type meniči.....	52
Obr. 24: Vývojový diagram algoritmu ovládania T-type meniča.....	53
Obr. 25: Obvod pre snímanie prúdu .....	53
Obr. 26: Simulačná schéma T-type meniča .....	54
Obr. 27: Ovládacie impulzy PWM pre T-type menič.....	54
Obr. 28: Výstup meniča pri odporovej záťaži 24 Ω (U a I na záťaži) .....	55
Obr. 29: Výstup meniča pri odporovej záťaži 24 Ω (U a I na tlmivke L <sub>3</sub> ).....	55

Obr. 30: Výstup meniča pri induktívnej záťaži 35 mH .....	56
Obr. 31: Výstup meniča pri kapacitnej záťaži 330 $\mu$ F .....	56
Obr. 32: Priebeh hradlových budiacich signálov jednočinného meniča.....	57
Obr. 33: Priebeh výstupného napätia transformátora Tr1 pri vysokých parazitných kapacitách .....	58
Obr. 34: Priebehy na transformátore Tr1 po optimalizácii 1 .....	59
Obr. 35: Priebehy na transformátore Tr1 po optimalizácii 2 .....	60
Obr. 36: Presýtené jadro transformátora.....	61
Obr. 37: Správna demagnetizácia jadra transformátora.....	61
Obr. 38: Ovládacie impulzy T-type meniča.....	62
Obr. 39: Výstupné sínusové napätie T-type meniča .....	63
Obr. 40: Odmeranie mŕtveho času (death time) .....	63

# ZOZNAM TABULIEK

Tab. 1: Ovládanie jednotlivých tranzistorov v T-type meniči [9] .....	19
Tab. 2: Medzné výstupné výkony meniča .....	26
Tab. 3: Prúdové namáhanie polovodičov v T-type meniči pri rôznych hodnotách $\cos(\varphi)$ .....	28
Tab. 4: Medzné parametre tranzistorov T-type [10] [11] .....	29
Tab. 5: Základné údaje budiča s čipom NCD5700 .....	34
Tab. 6: Medzné parametre tranzistorov jednočinného meniča [15] .....	39
Tab. 7: Medzné parametre usmerňovacej a nulovej diódy .....	40
Tab. 8: Medzné parametre demagnetizačných diód D5-D6 .....	45
Tab. 9: Medzné parametre obvodu NCP5106A [14].....	45
Tab. 10: Medzné parametre push-pull tranzistorov .....	47
Tab. 11: Simulované hodnoty polovodičov v T-type meniči .....	56
Tab. 12: Namerané parametre transformátora Tr1 .....	59

# ÚVOD

Každé elektronické zariadenie potrebuje pre svoju správnu funkciu napájací zdroj. Energiu pre napájanie je možné odoberať zo siete alebo z iných zdrojov energie, ako je napr. akumulátor. V prípade, že v domácnosti nastane výpadok elektrickej energie, vhodným riešením môže byť záložný zdroj, ktorý prevedie jednosmerné napätie z akumulátora na striedavé, sieťové. Tak je schopný napájať potrebné zariadenia počas niekoľkých hodín. Napríklad pri výpadku elektrickej energie v kotolni, kde sa používa kotol na drevo a obehové čerpadlo napájané zo siete, môže dôjsť k prehriatiu kotla, a následne k prasknutiu zvarov, alebo dokonca k vzniku požiaru vonkajšej izolácie kotla. Záložný zdroj je možné nazvať aj ako striedač (inverter) alebo menič *DC/AC*. K premene elektrickej energie dochádza pomocou výkonových polovodičových tranzistorov, ktoré musia byť správne spínané.

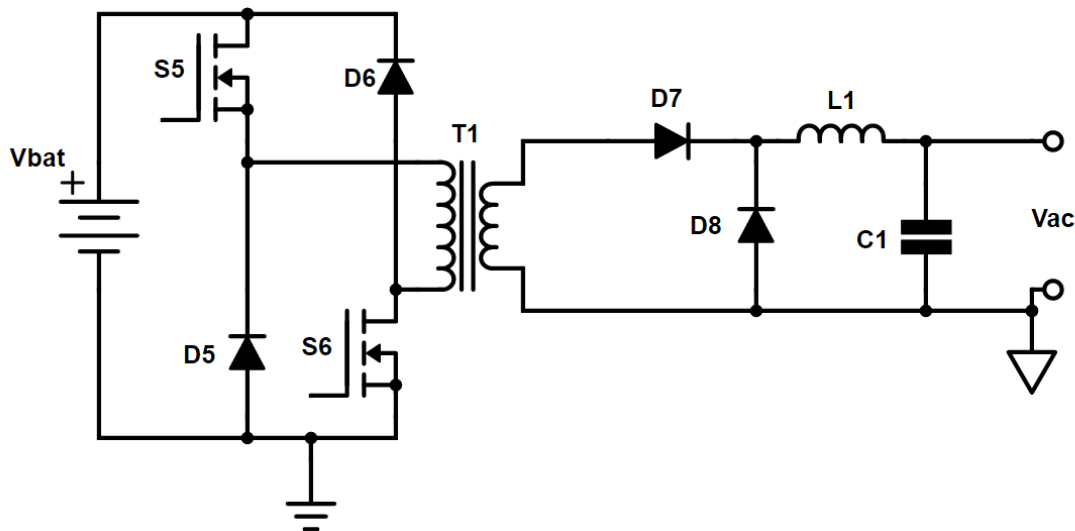
Cieľom mojej diplomovej práce je vytvoriť návrh silovej časti striedača, ktorý bude určený pre zálohovanie siete  $120\text{ V} / 50\text{ Hz}$ . Treba zabezpečiť, aby trvalý výstupný výkon striedača bol  $300\text{ W}$  a špičkový výstupný výkon  $600\text{ W}$ . Hlavným rozdielom, oproti bežne predávaných meničov, bude sínusové výstupné napätie. Napájanie meniča je zabezpečené z batérie  $12\text{ V}$ . Ďalej je potrebné zaistiť, aby vstupná a výstupná časť meniča bola galvanicky oddelená. Obsahom diplomovej práce bude výber vhodnej koncepcie meniča, ktorý spĺňa kritériá zadania práce, návrh silovej časti zvolenej koncepcie, dimenzovanie výkonových polovodičových a statných súčiastok, výpočty vinutých súčiastok, následné odsimulovanie celého zapojenia vo zvolenom simulačnom programe, zrealizovanie zapojenia a jeho oživenie. Striedač je potrebné navrhnuť tak, aby mohol napájať všetky druhy záťaže, t.j. odporovú, kapacitnú aj induktívnu.

# 1 ANALÝZA MOŽNÝCH RIEŠENÍ

Aby bolo možné vybrať vhodné zapojenie silovej časti, ktoré vyhovuje vyššie zadaným požiadavkám, je potrebné preskúmať vlastnosti vhodných typov meničov. Medzi hlavné sledované kritéria patrí: počet použitých výkonových spínacích prvkov, ich napäťové a prúdové dimenzovanie. Ďalej rozmery a typ použitého transformátora, potreba a rad *LC* filtra. Netreba však zabudnúť ani na spoľahlivosť meniča a zložitosť ovládania.

## 1.1.1 Jednočinný priepustný menič (základné zapojenie)

Tento jednosmerný impulzný menič je často nazývaný aj ako jednočinný mostíkový alebo dvoj - kvadrantový menič. Základné zapojenie meniča je tvorené pomocou horného a dolného spínača, tj. výkonový tranzistor a rýchlo spínacia dióda Obr. 1. Na ich stredy je pripojené primárne vinutie výkonového impulzného transformátora. Tento menič používa transformátor bez vzduchovej medzery. Pracuje s maximálnou striedou 50%, aby nedošlo k presýteniu jadra transformátora. Ak by táto podmienka nebola dodržaná, v priebehu niekoľkých periód by magnetizačný prúd narástol nad neznesiteľné medze a mohlo by dôjsť k deštrukcii tranzistorov. Takto konštruovaný menič je schopný pracovať v 1. a v 4. kvadrante *VA* roviny. To znamená, že umožňuje napájať primárne vinutie transformátora prúdom jedného smeru, ale polarita napätia na výstupe môže byť obojsmerná.



Obr. 1: Jednočinný priepustný menič

Menič napája impulzný transformátor a na jeho sekundárnom vinutí sa objavia transformované napäťové impulzy v pomere :

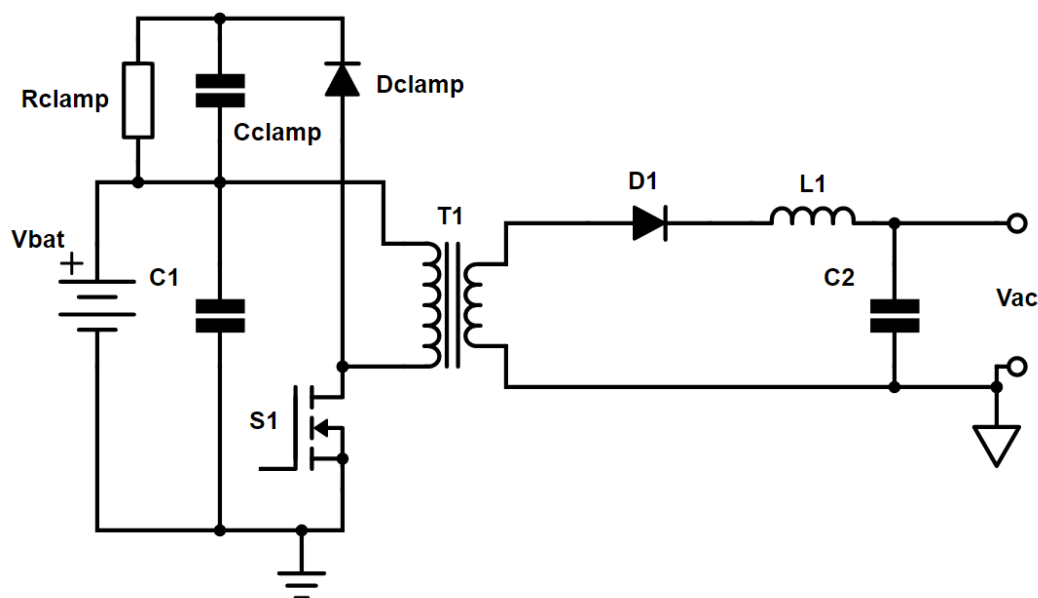
$$U_d \cdot \frac{N_2}{N_1} \tag{1.1}$$

Z dôvodu demagnetizácie transformátora na jeho primárnom a sekundárnom vinutí vzniknú impulzy obidvoch polarít. Vzniknuté napäťové impulzy je potrebné usmerniť. Impulzy na sekundárnej strane sa usmerňujú pomocou usmerňovacej diódy  $D7$  a nulovej diódy  $D8$ . Na primárnej strane tento problém vyriešia rýchlo spínajúce diódy  $D5$  a  $D6$ . Za usmerňovačom je zapojený  $LC$  filter, ktorý má za úlohu zabezpečiť na svojom výstupe jednosmerné napätie, s najmenším možným zvlnením. Za  $LC$  filtrom je priradená záťaž alebo ďalší menič.

Riadenie obvodu je pomerne jednoduché. K súhlasnému spínaniu obidvoch tranzistorov stačí jediný PWM signál. Ďalej je tento menič spoľahlivý a odolný voči poruchám. Kvôli použitiu transformátora je zabezpečené galvanické oddelenie výstupu od vstupu. Tranzistory a demagnetizačné diódy sú počas spínacieho procesu namáhané vstupným napätím  $V_{bat}$ . Preto je možné tento menič používať aj na veľké výkony. Treba však poukázať aj na nevýhody daného zapojenia. Jeho nedostatkom je, že horšie využíva magnetizačnú schopnosť jadra transformátora, kvôli magnetizovaniu len jednou polaritou magnetizačného toku. Okrem toho na ňom vznikajú dvojnásobné spínacie straty a straty vedením, z dôvodu použitia dvoch spínacích tranzistorov. [2][8]

### 1.1.2 Blokujúci menič (Flyback converter)

Tento typ meniča patrí do skupiny meničov so spínaným primárnym vinutím. To znamená, že výstup meniča je galvanicky oddelený od vstupu. Používa sa ako spínaný  $DC / DC$  zdroj s výkonovou zaťažiteľnosťou okolo  $100\text{ W}$ . Často je nazývaný aj ako blokujúci menič. Veľkou výhodou tohto typu meniča je regulovateľnosť viacerých výstupných napätí z jedného zdroja. Väčší počet výstupov je možné realizovať s viacnásobným sekundárnym vinutím použitého transformátora. Ďalšou výhodou je priemerne malý počet použitých súčiastok na zhotovenie. Zapojenie meniča je na *Obr. 2*.



Obr. 2: Flyback menič (RCD clamp)

Tranzistor  $SI$  pracuje na vysokej frekvencii ako spínač. Je ovládaný s impulznej šírkovou moduláciou PWM. Počas doby  $T_{on}$  je na primárnom vinutí transformátora hodnota vstupného napätia, ktorá zapríčiňuje lineárny nárast prúdu cez cievku primárneho vinutia. V tom momente je prúd na sekundárnom vinutí rovný nule, pretože je blokováný s diódou  $DI$ .

Keď je tranzistor  $SI$  vypnutý, primárny prúd je cez vinutie transformátora prerušený a napätie na vinutí vplyvom Lenzovho zákona [7]:

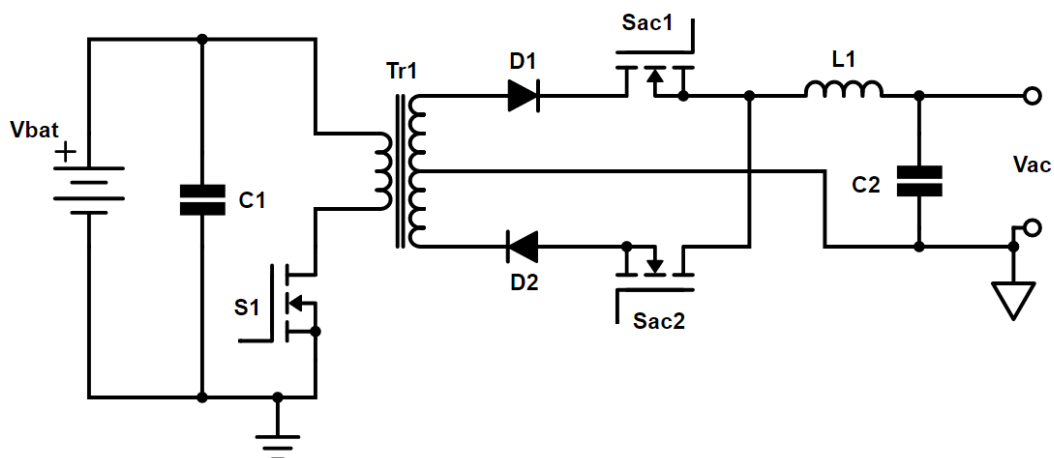
$$u = L \cdot \frac{di}{dt} \quad (1.2)$$

zmení svoju polaritu. Naindukovaná energia sa z jadra transformátora prelieva do kondenzátora  $C2$  cez diódu  $DI$ . Počas doby, keď je tranzistor  $SI$  zapnutý, je napätie medzi drain-source blízko nulovej hodnoty. Pri vypnutom tranzistore je výstupné napätie meniča transformované späť na primárnu stranu. Napätie drain-source teoreticky narastie na hodnotu [7]:

$$V_{DS} = V_{IN} + V_{OUT} \cdot \frac{N_1}{N_2} \quad (1.3)$$

S týmto treba rátať pri dimenzovaní tranzistora  $SI$ . Pre uloženie energie v jadre transformátora je potrebná vzduchová medzera, ktorú bežné transformátory nemajú. Dôležitou požiadavkou je čo najmenšia rozptylová indukčnosť transformátora, pretože energia rozptylovej indukčnosti je premenená na teplo na primárnej strane, na tranzistore  $SI$ , ktorý by mohol byť s nadmerným napätím poškodený. Kvôli rozptylovej indukčnosti transformátora vznikne prepätie na tranzistore  $SI$ . Aby toto prepätie bolo v prijateľných rozmedziach, treba použiť tlmiaci člen. Najčastejšie použité riešenie je *RCD-clamp*, ktorý je znázornený na Obr. 2. Po vypnutí tranzistora sa prúd, spôsobený rozptylovou indukčnosťou, odvedie cez diódu  $D_{clamp}$  a nabije kondenzátor  $C_{clamp}$ . Výkon sa rozptýli v rezistore  $R_{clamp}$ .

V hodným rozšírením zapojenia z Obr. 2, je možné z výstupu Flyback meniča odoberať striedavé sínusové napätie Obr. 3.

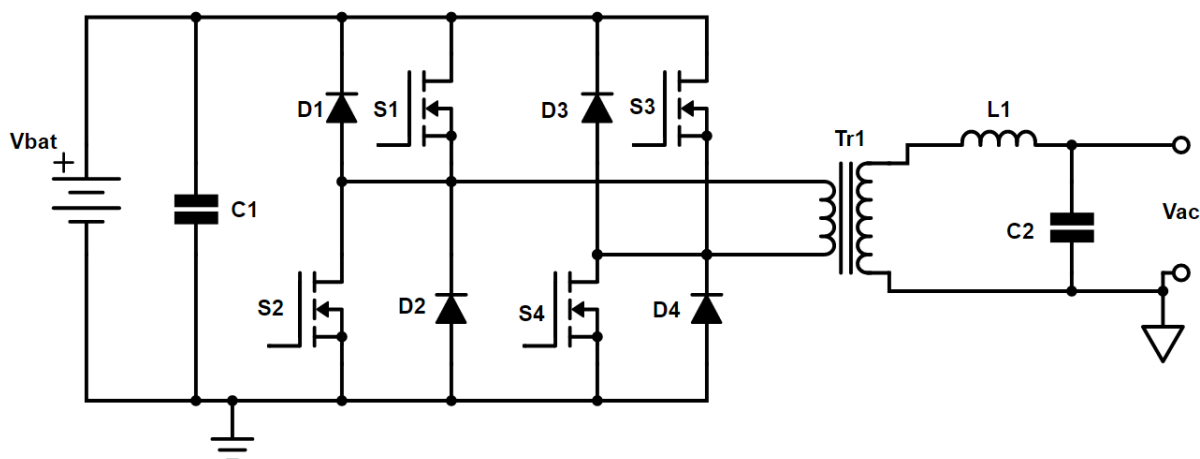


Obr. 3: Flyback menič s výstupným striedavým napätím

Primárna strana silovej časti zostane nezmenená. Sekundárne vinutie transformátora je zdvojené a stred vinutia je vyvedený ako stredný pracovný vodič. Tranzistory *Sac1* a *Sac2* pracujú v striedavom režime, pri frekvencii požadovaného výstupného napätia (napr.  $50\text{ Hz}$ ). Keď je tranzistor *Sac1* aktívny, cez diódu *D1* tečie prúd do výstupného kondenzátora *C2*. Naindukovaná energia z jadra transformátora sa prelieva do kondenzátora *C2* cez diódu *D1* a tranzistor *Sac1*. Podobný priebeh môžeme očakávať aj pri zapnutí tranzistoru *Sac2*. Rozdiel je však v zmene polaroty výstupného napätia. Za tlmivkou *L1*, ktorá slúži na odfiltrovanie vyšších harmonických zložiek, dostaneme na výstupe meniča sínusové napätie. Tento typ meniča je schopný pracovať v 1. a 4. kvadrante VA roviny [7].

### 1.1.3 Štvorkvadrantový menič (H-bridge)

Tento typ meniča je veľmi univerzálny. Používa sa ako jednosmerný menič, striedač. Pre realizáciu jednofázového striedača je úplne vyhovujúci. Jeho zapojenie je znázornené na Obr. 4. Pri ovládaní meniča s unipolárnym PWM, je možné na jeho výstupe po filtrácii s *LC* filtrom odoberať napätie a prúd so sínusovým priebehom. Obvod je zložený zo štyroch výkonových tranzistorov a zo štyroch rýchlo spínacích diód. Súčiastky sú zapojené vo dvoch vetvách a medzi ich stredy je pripojený nízkofrekvenčný transformátor, ktorý treba navrhnuť na frekvenciu  $50\text{ Hz}$ . Výstupné napätie za transformátorom v prípade unipolárneho riadenia je trojúrovňové. Za účelom získania čistého sínusového výstupného napätia je potrebné z neho vyfiltrovať všetky vyššie harmonické zložky.



Obr. 4: Štvorkvadrantový menič (H-bridge)

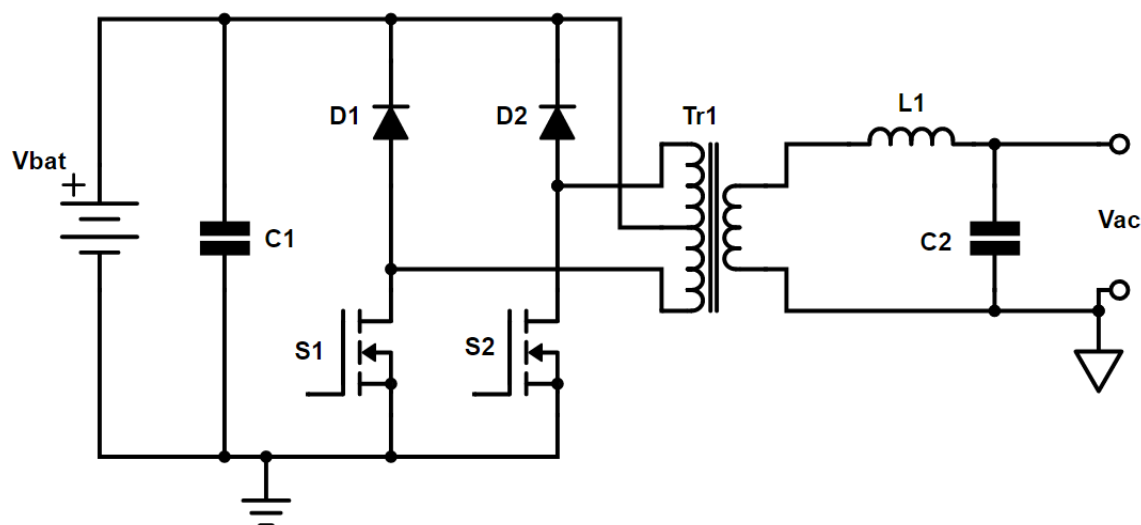
Za transformátorom je pripojený *LC* filter, ktorý pracuje v režime dolnej priepusti. Za filtrom je záťaž. Každú vetvu mosta tvoria dve výkonové tranzistory, zapojené ako horný a dolný spínač. Ku každému tranzistoru je v sérii pripojená rýchlo spínacia dióda. Ak by sme chceli napájať len reálnu záťaž *R*, stačilo by nám zapojenie bez rýchlo spínacích diód. Zapnutím tranzistorov *S1* a *S4* by nám na záťaži tiekol prúd, a výstupné napätie by sme mali rovnako orientované ako na vstupe meniča. Pri zapnutí druhého páru tranzistorov, tj. *S2* a *S3* by sa nám na záťaži zmenila orientácia napätia. S reálnou zložkou záťaže na výstupe meniča je však väčšinou spojená aj indukčná alebo kapacitívna zložka



(komplexná záťaž). V tomto prípade hrajú dôležitú úlohu rýchlo spínacie diódy. Pri vypnutí tranzistorov má indukčnosť v sebe ešte stále naakumulovanú energiu, ktorá sa musí nejakým spôsobom vybiť. Obvod sa následne uzatvorí cez príslušné rýchlo spínacie diódy. V prípade pripojení jednosmerného elektromotora na výstup, záťaž bude obsahovať okrem reálnej a induktívnej zložky aj zdroj indukovaného napätia. Potom dojde ku generovaniu napätia späť do meniča. Ak by bol zdrojom meniča akumulátor, tak je všetko v poriadku. Generovaná energia spôsobuje nabíjanie akumulátora. Ak je ale zdrojom meniča sieťový napájač, generovaná energia sa akumuluje v danej kapacite  $C1$ , ktorá musí byť na to dimenzovaná. Napätie na kondenzátore začne neobmedzene narastať. V tomto prípade treba paralelne ku kondenzátoru pomocou tranzistora pripojiť výkonový brzdný vybíjací odpor. Akumulovanú energiu z kondenzátora je možné vrátiť aj späť do siete, ale len s ekonomicky náročným spôsobom, ktorý sa používa len zriedka. Z týchto faktov vyplýva, že menič tohto typu je schopný napájať reálnu, komplexnú a aj aktívnu záťaž. To znamená, že dokáže pracovať vo všetkých štyroch kvadrantoch VA roviny. Veľkou nevýhodou tohto typu meniča sú plávajúce konce primárneho vinutia nízkofrekvenčného transformátora [2][4].

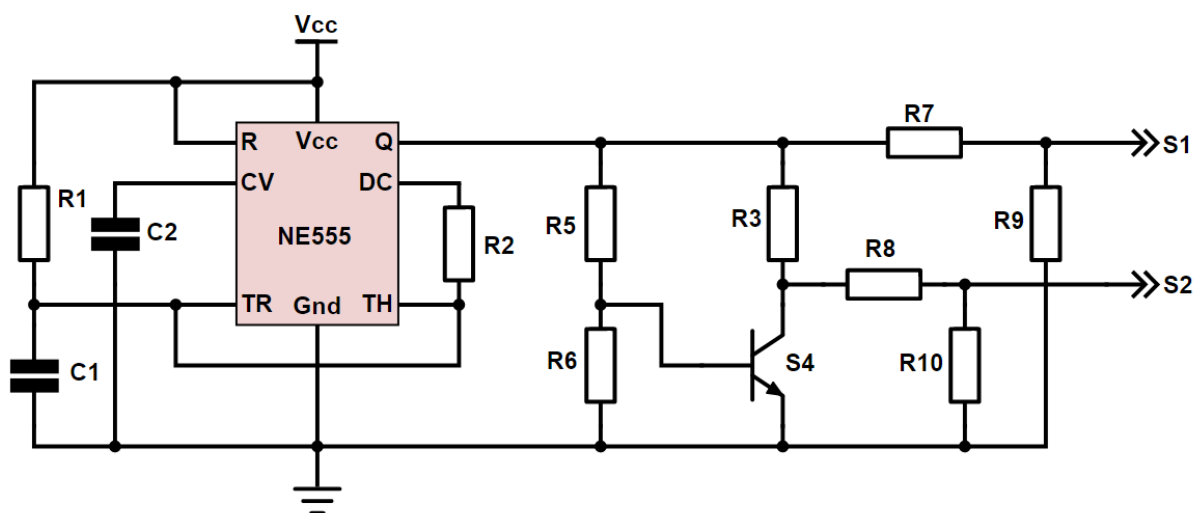
#### 1.1.4 Jednoduchý menič s obdĺžnikovým výstupným napätím

Tento jednoduchý výkonový menič je zaťažiteľný v závislosti na použitom transformátore, jednotlivých výkonových spínacích tranzistorov a použitého chladiča. Uvedený medzi ostatnými vyššie zmienenými meničmi je z dôvodu naznačenia jeho nedostatkov a nevýhod. Ako prvá značná nevýhoda je v priebehu výstupného napätia. Vyššie vysvetľované zapojenia majú na výstupe sínusový priebeh napätia a prúdu. Tento menič je schopný produkovať na svojom výstupe napätie s obdĺžnikovým priebehom. Toto napätie je však pre napájanie asynchrónnych elektromotorov s kotvou nakrátko nevhodné, pretože generuje vysoké harmonické rušenie, ktoré spôsobuje prídavné vírivé a hysterézne straty v železe motora alebo tlmivky. Pri elektromotore sa tieto straty javia s premenou energie na teplo a taktiež s nepravidelným momentom hriadeľa.



Obr. 5: Jednoduchý menič s obdĺžnikovým výstupným napätím

Zapojenie jednoduchého meniča je na Obr. 5. Obrázok znázorňuje zapojenie silovej časti, ktorá sa skladá z dvoch spínacích tranzistorov *S1* a *S2*, ku ktorým sú pripojené rýchlo spínacie diódy *D1* a *D2*. Jednotlivé páry diód a tranzistorov sa majú za úlohu striedavo prepínať a tak spájať konce primárneho vinutia nf. transformátora so záporným potenciálom batérie *Vbat*. Na stred primárneho vinutia nf. transformátora je pripojené kladné napätie článku *Vbat*. Nízkofrekvenčný transformátor pracuje na frekvencii *50 Hz* a na jeho výstupe sa objavia transformované napäťové impulzy. Za transformátorom je pripojený *LC filter*, ktorý je navrhnutý ako *DP* a potlačuje rušenie vyššie ako *50 Hz*. Pripojená záťaž môže mať odporový a *RL* charakter. Tento menič vie pracovať v 1. a v 4. kvadrante. Za ovládanie tranzistorov a dodržanie výstupnej frekvencie *50 Hz* zodpovedá oscilátor, ktorý je navrhnutý s využitím integrovaného obvodu *NE555*, zapojený ako generátor pravouhlého signálu s pracovným cyklom *50 %*. Nastavenie frekvencie na hodnotu *50 Hz* je možné pomocou dvoch odporov *R1*, *R2* a kondenzátorov *C1*, *C2*. Pretože generátor má len jeden výstup, s pomocou BJTranzistora je vygenerovaný o *T/2* posunutý obdĺžnikový signál, ktorý ovláda druhú vetvu spínača. Tieto signály sú cez budič (Driver) pripojené na príslušné tranzistory.



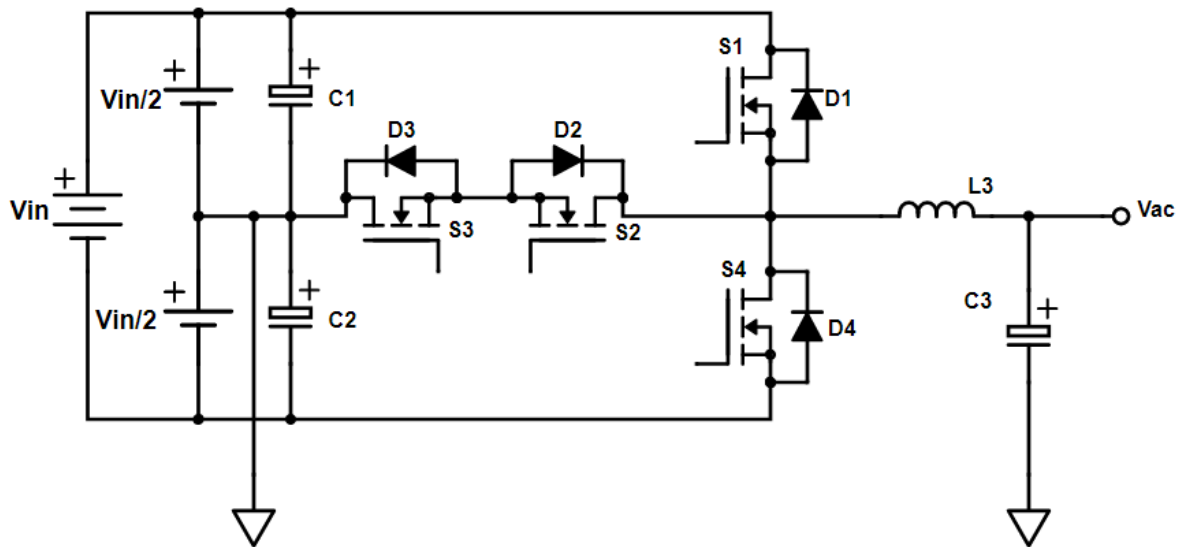
**Obr. 6: Ovládanie jednoduchého meniča s obdĺžnikovým výstupným napätím**

Medzi výhody vyššie spomínaného meniča patrí jeho jednoduchá koncepcia a zhotovenie. Naopak medzi jeho nedostatky zaraďujeme nestabilizované výstupné napätie obdĺžnikového priebehu namiesto čistej sínusovej a taktiež väčší rozmer nf. transformátora.

### 1.1.5 T-type menič

Štruktúra T-type meniča je zobrazená na Obr. 7. Skladá sa zo štyroch výkonových tranzistorov a rovnako tak zo štyroch rýchlo spínacích diód. Podobne ako aj štvorkvadrantový most, popisovaný vyššie kapitola 1.1.3. Štruktúru T-type meniča je potrebné napájať s dvojnásobným napätím ako predošlé typy.

Tranzistory  $S1$  a  $S4$  formujú polku mosta a sú dimenzované na vstupné napätie. Tranzistory  $S3$  a  $S2$  sú dimenzované na polovičnú hodnotu vstupného napätia. Následkom toho sú na nich aj menšie straty spôsobené s vedením prúdu. Kladný výstupný prúd spínajú tranzistory  $S3$  a  $S1$ .



**Obr. 7: T-type menič**

To znamená, že na výstupe, pred tlmivkou  $L3$  budú kladné napäťové impulzy s hodnotou [9]:

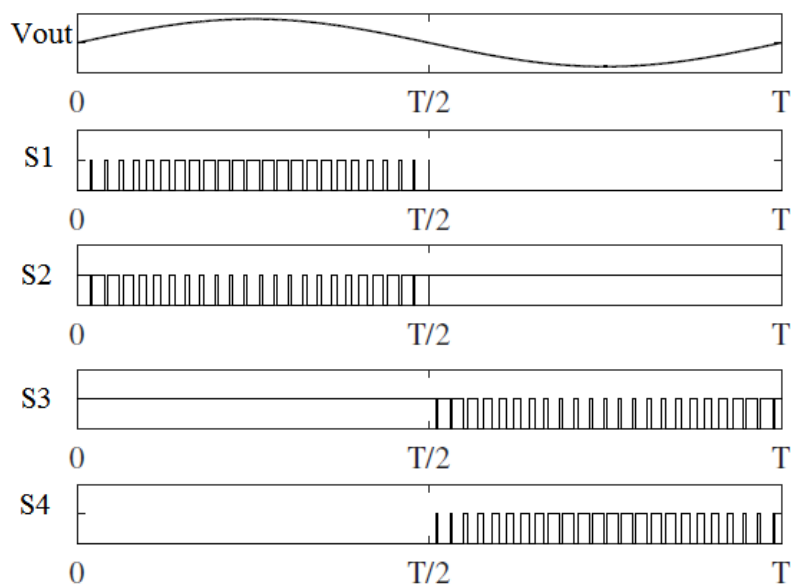
$$V_{out} = M \frac{V_{in}}{2} \quad (1.4)$$

Keď je tranzistor  $S1$  zapnutý, tak cez neho tečie prúd do záťaže. Po prerušení prúdu  $S1_{off}$  sa napätie na tlmivke otočí a prúd tečie cez zapnutý spínač  $S2$  a rýchlo spínaciu diódu  $D3$  do zeme. Spínač  $S3$  je počas celej pol periódy zapnutý. Záporný výstupný prúd spínajú spínače  $S4$  a  $S2$ . V tomto prípade budú na výstupe, tiež v bude pred tlmivkou  $L3$  záporné napäťové impulzy. Prúd tečie cez tranzistor  $S3$  a rýchlo spínaciu diódu  $D2$ . Z toho vyplýva, že tento menič je schopný pracovať vo všetkých štyroch kvadrantoch. Ak porovnáme tento typ meniča so štvorkvadrantovým, môžeme poukázať na nasledovné výhody týkajúce sa záťaže a tranzistorových strát. Veľkou výhodou tohto meniča je jeho uzemnená záťaž, pričom štvorkvadrantový menič má oba konce plávajúce. Ďalšia výhoda sa týka výkonových strát na tranzistoroch. Pri účinnosti, ktorá sa blíži k jednotke ( $\eta \rightarrow 1$ ) majú tranzistory  $S2$  a  $S3$  zanedbateľné spínacie straty [5][6].

**Tab. 1: Ovládanie jednotlivých tranzistorov v T-type meniči [9]**

Výstupne napätie	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$
$V_{IN} / 2$	1	0	1	0
0	0	1	1	0
$-V_{IN} / 2$	0	1	0	1

Pre lepšie pochopenie ovládania jednotlivých spínacích tranzistorov je uvedená tabuľka Tab. 1 prepínania tranzistorov a ilustračný obrázok priebehov spínacích signálov a výstupného napätia Obr. 8.



**Obr. 8: Ovládacie impulzy T-type meniča (PWM) [9]**

## 1.2 Vol'ba výsledného zapojenia silovej časti

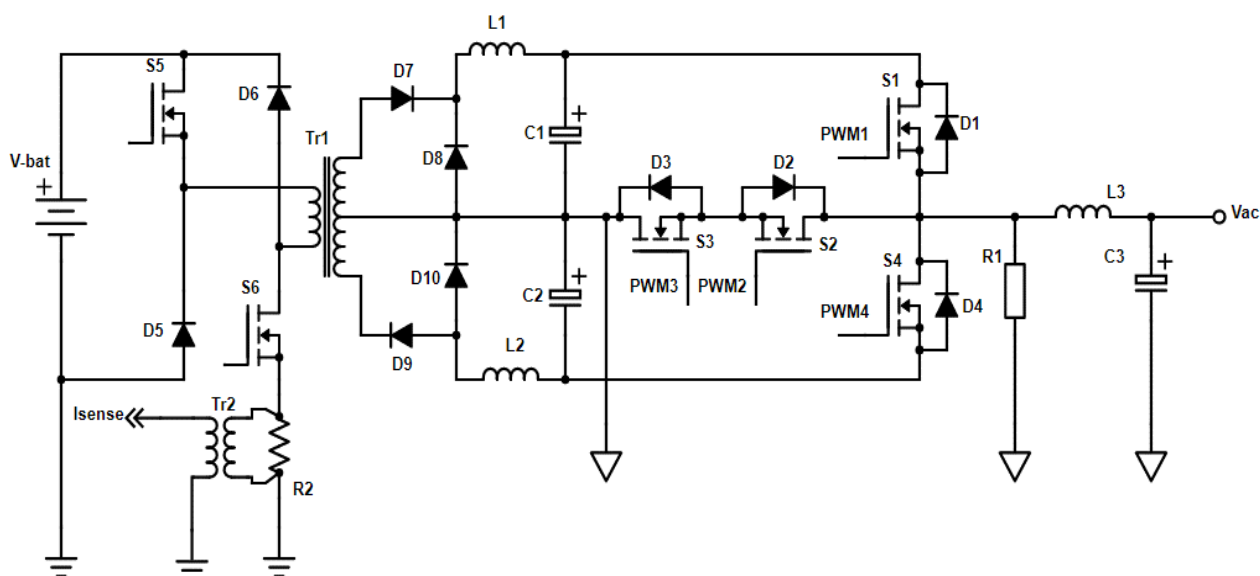
U vyššie uvedených meničov tj. blokujúci flyback, štvorkvadrantový H-bridge, T-type a jednouchý menič s obdĺžnikovým výstupným napätím, boli preskúmané a porovnané ich vlastnosti. Na tomto mieste je uvedené prehľadné zhrnutie ich výhod a nevýhod na základe nasledovných kritérií: Z hľadiska tvaru výstupného napätia sa jednoduchý menič s obdĺžnikovým výstupným napätím javí úplne nevhodným, napriek jeho jednoduchému ovládaniu. Štvorkvadrantový H-bridge menič sa javí tiež ako nevyhovujúci, kvôli nf. transformátora, ktorý prináša zvýšenie hmotnosti a rozmerov výslednej koncepcie. Aj blokujúci flyback menič sa javí ako nevhodný, kvôli špeciálnemu transformátoru a nedostačujúcemu výkonu. Z pohľadu schopnosti pracovať vo všetkých štyroch kvadrantoch VA roviny sa javí najvhodnejší T-type menič, aj napriek jeho zložitému ovládaniu. Hlavná výhoda tohto meniča oproti Štvorkvadrantovému H-bridge je, že neplávajú obidva konce záťaže a taktiež menšie spínacie a vodivostné straty na tranzistoroch.

## 2 NÁVRH MENIČA

V tejto kapitole sa pristúpi k teoretickému a k praktickému riešeniu daného problému. V prvom rade sa tu bude klásť dôraz na vysvetlenie funkčnosti jednotlivých blokov zvolenej koncepcie, na základe blokovej a elektrickej schémy. Okrem teoretických výpočtov a vysvetlení funkcií jednotlivých blokov, sa v tejto kapitole vykoná aj konkrétna realizácia zvoleného meniča, t.j. výber použitých súčiastok, výpočet a realizácia vinutých častí, návrh a realizácia plošného spoja a ďalších dôležitých obvodov. Aby bol priebeh jednotlivých podkapitol zrozumiteľný, najprv sa bude v práci rozoberať časť súvisiaca s *T-type* meničom a len následne sa pokračuje s rozborom *Jednočinného meniča*. Z prieskumu jednotlivých meničov, popísaných v kapitole 1.2, na základe skúmaných kritérií bola zvolená sériová kombinácia *Jednočinného meniča* s *T-type* meničom. Predpokladá sa, že v takomto zapojení budú meniče schopné najlepšie spĺňať zadanie práce.

### 2.1 Elektrická a bloková schéma zvoleného zapojenia

Zo schémy Obr. 9 sa dá vidieť, že na primárnej strane impulzného transformátora *Tr1* je zapojený *Jednočinný menič*, ktorý ma za úlohu z napätia  $V_{bat} = 12 V$  vytvoriť impulzy s danou frekvenciou. V našom prípade to bude  $65 kHz$ , kvôli zvolenému regulačnému obvodu, ktorého funkcia bude podrobne vysvetlená neskôr. Transformátor *Tr1* zaručuje transformovanie vzniknutých impulzov na vyššiu napäťovú úroveň. V následku toho sa vytvorí aj galvanické rozpojenie čo zvyšuje bezpečnosť zapojenia. Tento



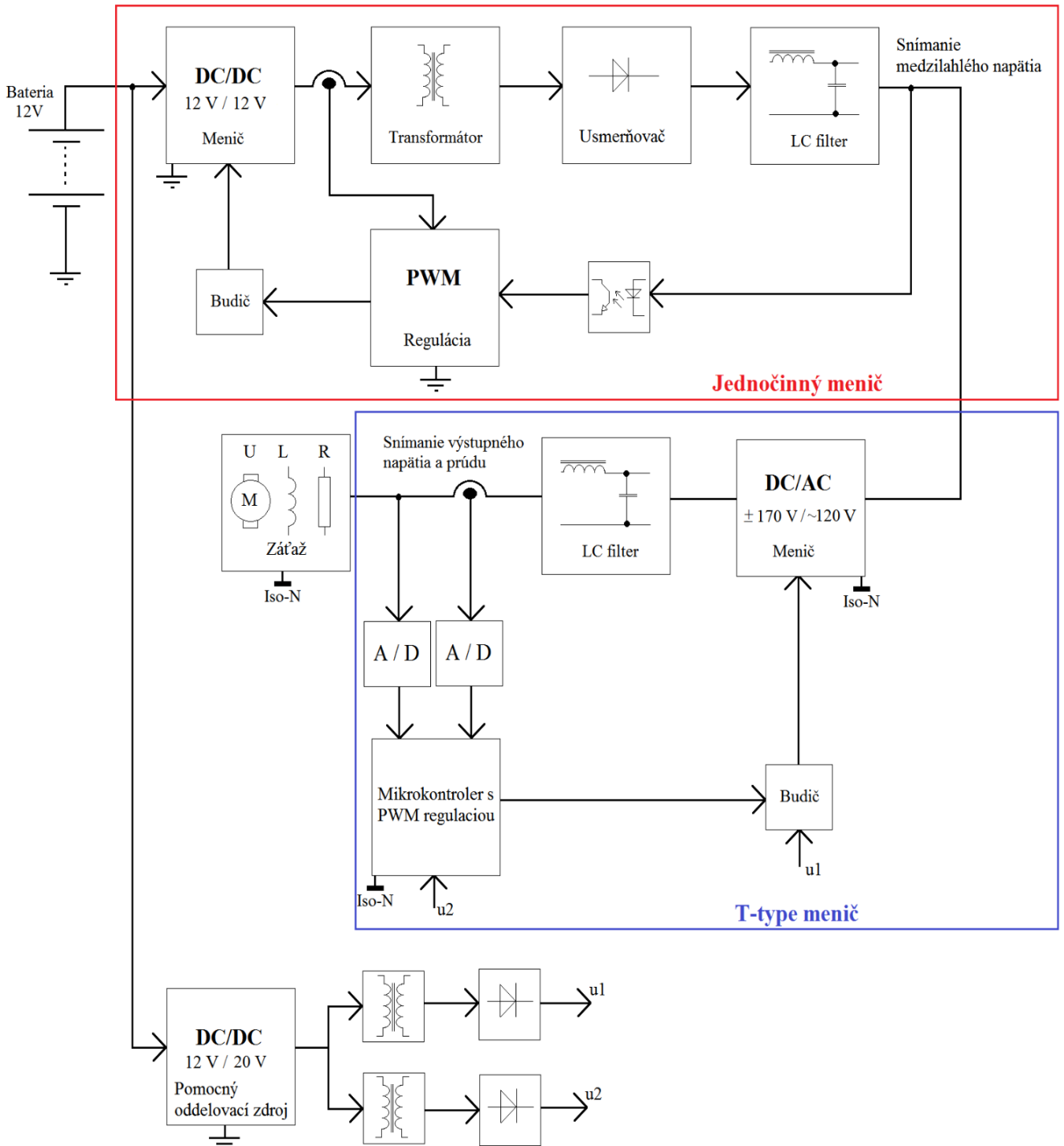
Obr. 9: Schéma zvoleného zapojenia (Jednočinný + T-type menič)

transformátor má dvojité sekundárne vinutie so spoločným vyvedeným stredom, kvôli tomu aby bol schopný napájať *T-type menič*, ktorý potrebuje na svoju správnu funkciu symetrické napájanie. Diódy *D7-D10* slúžia na rýchle usmernenie transformovaných impulzov.

Následnú filtráciu zabezpečia *LC filtre* s tlmivkou *L1* a s kondenzátorom *C1* na kladnej vetve a rovnakým spôsobom aj na zápornej vetve pomocou tlmivky *L2* a kondenzátora *C2*. Na konci *T-type* meniča je zaradený ďalší *LC filter*, ktorý vytvára z jeho výstupu t.j. z obdĺžnikového signálu, signál sínusového priebehu. Na obrázku Obr. 10 je znázornená predpokladaná bloková schéma celého zapojenia. Na rozdiel od elektrickej schémy sú tu znázornené aj všetky ostatné časti, potrebné k správnej funkčnosti zapojenia, t.j. budiče, *PWM* ovládače, mikrokontrollér a pomocné oddeľovacie zdroje. Pre lepšie pochopenie funkčnosti, bude výhodné začať s popisovaním jednotlivých blokov v smere toku energie tzn. od batérie cez *jednočinný menič*. Táto energia následne pokračuje cez *T-type menič* až k pripojenej záťaži. V popisovanej časti t.j. v jednočinnom meniči je možný tok energie len jedným smerom. Z dôvodu, že tento menič je schopný pracovať len v 1. a 4. kvadrante VA roviny, tzn., že nie je schopný vracať akumulovanú energiu, napr. pri indukčnej záťaži späť do akumulátora. Tento smer toku energie naznačujú šípky umiestnené medzi jednotlivými blokmi. Vysvetlenie funkcie je nasledovný: blok *DC / DC menič* alebo *jednočinný menič* sa stará o takzvané nasekanie jednosmerného napätia z batérie na impulzy s nastaviteľnou striedou. Zo zmenou striedy je možné regulovať výstupné napätie jednočinného meniča. Túto reguláciu vykonáva blok *PWM* pomocou analógového čipu, ktorej funkcia bude vysvetlená neskôr. Z bezpečnostných dôvodov a aj kvôli regulácii je nutné zaradiť napäťovú a prúdovú spätnú väzbu. Cez optočlen sa sleduje medzilahlé napätie z výstupu meniča a na snímanie strednej hodnoty odoberaného prúdu je použitý bočník. Blok *PWM* spína tranzistory umiestnené v *DC / DC meniči*, cez dobre navrhnuté budiče.

V ďalšej časti blokovej schémy je výstup z *jednočinného meniča* privedený na vstup *T-type meniča*, ako jeho napájanie. V bloku *DC / AC Menič* sa znovu vykonáva sekacie jednosmerného napätia. Ale v tomto prípade so zložitejším algoritmom, a hlavne pri vyšších napätiach. Správny algoritmus zaručuje mikrokontrollér na základne napäťovej spätnej väzby, s dobre nastaveným proporcionálne sumačným PS regulátorom. Snímanie prúdu slúži na aktiváciu nadprúdovej ochrany. Na prevod z analógových na digitálne signály zo snímačov napätia a prúdu, slúžia *A / D* prevodníky. Tieto prevodníky sú súčasťou mikrokontrolléra. Výstup *T-type* meniča je nutné filtrovať pomocou *LC* filtra, aby bolo možné následne odoberať sínusové napätie. Za tento filter sa pripája záťaž ľubovoľného typu t.j. čistá odporová, indukčná, kapacitná alebo ich variácie. V prípade indukčnej a kapacitnej záťaže je možný tok energie v *T-type* meniči obojsmerný. V takomto prípade je energia ukladaná v kondenzátoroch filtrov jednočinného meniča *C1* a *C2* na Obr. 8. Pretože všetky budiace a riadiace jednotky potrebujú vlastné napájanie, je pre ich spoľahlivú funkciu nevyhnutný pomocný oddeľovací zdroj. Výstupné napätie pomocného zdroja *u2* slúži na napájanie mikrokontrolléra, a na vytváranie referenčných napätí pre ďalšie súčiastky, ako sú operačné zosilňovače. Tento zdroj má spoločnú prístrojovú zem s *T-type* meničom a to označené ako *iso-N*, z dôvodu, že všetky vykonávané merania potrebné k spätnej väzbe sú referované voči tejto prístrojovej zemi. Druhý pomocný zdroj s výstupným napätím *u1* vytvára plávajúce napájanie pre všetky štyri budiče tranzistorov v *DC / AC meniči* tj. v *T-type meniči*.

Z dôvodu že prístrojová zem *Jednočinného meniča* a prístrojová zem *T-type meniča* nie sú na rovnakej potenciálovej úrovni, je nutné tieto body od seba galvanicky odizolovať. Na tento cieľ slúži impulzný transformátor *TRI* a optočlen, zapojený medzi výstupným filtrom *DC / DC meniča* a *PWM reguláciou DC / DC meniča*.



Obr. 10: Bloková schéma striedača

## 2.2 Návrh a realizácia DC/AC meniča

Táto časť práce sa zaoberá s návrhom a s realizáciou *T-type* meniča, ktorý pozostáva s *DC/DC* meniča a s ďalších funkčných blokov, ako sú napríklad budiče, mikrokontrollér a *LC* filter. Požadované parametre pre návrh sú:

$P_{\check{c}out(300)} = 300 \text{ W}$	trvalo odoberateľný výkon
$P_{\check{c}out(600)} = 600 \text{ W}$	špičkovy odoberateľný výkon
$V_{ac} = 350 \text{ V}$	pracovné medziľahlé napätie ( $2 \cdot (120 \text{ V} \cdot \sqrt{2}) + 3 \% $ )
$V_{out,ef} = 120 \text{ V}$	výstupné efektívne napätie
$f_{out} = 50 \text{ Hz}$	frekvencia výstupného napätia
$V_{vet} = 170 \text{ V}$	symetrické vetvové napätie
$f_{T-type} = 30 \text{ kHz}$	spínacia frekvencia <i>T-type</i> meniča

V prvom kroku sa vypočítajú predpokladané hodnoty tečúcich prúdov a medzné výstupné výkony.

### 2.2.1 Výstupné parametre T-type meniča

Medzi obmedzujúci faktor celého návrhu patria akumulčné kondenzátory *C1* a *C2* Obr. 7, v ktorých sa ukladáva energia hlavne v prípade zaťaženia meniča s indukčnou alebo kapacitnou záťažou. Na tento účel sa zvolili kondenzátory s kapacitou  $200 \mu\text{F} / 450 \text{ V}$  s minimálnou vlastnou indukčnosťou. Maximálne zvlnenie napätia na kondenzátore *C1* a *C2* je zvolené  $\Delta U_c = 30 \text{ V}$ .

Vychádzajúc z týchto znalostí je možné pre maximálne zvlnenie medziľahlého napätia určiť odoberaný jalový prúd bez pripojenej činnej záťaže [4].

$$I_{jmax} = 2\pi f C_1 \Delta U_c = 2\pi \cdot 50 \cdot 200 \times 10^{-6} \cdot 30 = 1,88 \text{ A} \quad (2.1)$$

Efektívnu hodnotu maximálneho činného prúdu pri trvalom výkone 300 W je možné vypočítať podľa:

$$I_{\check{c}out(300)} = \frac{P_{\check{c}out(300)}}{V_{out}} = \frac{300}{120} = 2,5 \text{ A} \quad (2.2)$$

S touto hodnotou sa bude počítať pri návrhu tlmiviek, chladiča a pri výpočtoch strát na tranzistoroch.

Amplitúda maximálneho odoberaného činného výkonu:

$$I_{\check{c}max(300)} = I_{\check{c}out(300)} \sqrt{2} = 2,5 \cdot \sqrt{2} = 3,5 \text{ A} \quad (2.3)$$

Hodnota bude použitá pri výpočte výstupného *LC* filtra.



Pri špičkovom výkone  $600\text{ W}$ , bude efektívna hodnota maximálneho činného prúdu:

$$I_{\check{c}out(600)} = \frac{P_{\check{c}out(600)}}{V_{out}} = \frac{600}{120} = 5\text{ A} \quad (2.4)$$

Pre možnosť odsimulovania daného meniča je potrebné zistiť minimálny zaťažovací odpor pripojený na výstup meniča:

$$R_{Omin(300)} = \frac{V_{out}^2}{P_{\check{c}out(300)}} = \frac{120^2}{300} = 48\ \Omega \quad (2.5)$$

$$R_{Omin(600)} = \frac{V_{out}^2}{P_{\check{c}out(600)}} = \frac{120^2}{600} = 24\ \Omega \quad (2.6)$$

Pomocou amplitúdy maximálneho odoberaného činného výkonu a zvlnenia napätia na akumuláčnom kondenzátore  $C_1$  je možné vypočítať minimálny účinník zátáže pri plnom výkone:

$$I_{\check{c}max(600)} = I_{\check{c}out(600)}\sqrt{2} = 5 \cdot \sqrt{2} = 7,07\text{ A} \quad (2.7)$$

$$\cos(\varphi) = \frac{1}{\frac{\Delta U_c \omega C_1}{I_{\check{c}max(600)}} + 1} = \frac{1}{\frac{30 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot 200 \times 10^{-6}}{7,07} + 1} = 0,79 \quad (2.8)$$

Táto hodnota účinníka je v našom prípade vyhovujúca. Vyjadruje, že akú veľkú časť zo zdanlivého výkonu bude schopný menič premeniť na užitočnú energiu. Pomocou vypočítaného účinníka je možné v ďalšom kroku vypočítať amplitúdu maximálneho výstupného zdanlivého prúdu:

$$I_{ZDmax} = \frac{I_{\check{c}max(600)}}{\cos(\varphi)} = \frac{7,07}{0,79} = 8,95\text{ A} \quad (2.9)$$

Následne z týchto hodnôt je možné vypočítať medzné výkony, ktoré bude navrhnutý menič schopný dodávať. Vypočítané hodnoty združuje tabuľka Tab. 2.

Výpočet maximálneho zdanlivého výkonu:

$$P_{ZDmax} = \frac{I_{\check{c}max(600)}}{\cos(\varphi)} \cdot V_{out} = \frac{7,07}{0,79} \cdot 120 = 1074\text{ VA} \quad (2.10)$$

Následne výpočet maximálneho jalového výkonu:

$$P_{Jmax} = \sqrt{P_{ZDmax}^2 - P_{\check{c}max}^2} = \sqrt{1074^2 - 600^2} = 890,8 \text{ VAr} \quad (2.11)$$

Hodnota  $P_{Jmax0}$  značí maximálny jalový výkon bez pripojenej činnej záťaže. Ale ešte pred tým je nutné určiť  $\varphi$  -fázový posun medzi výstupným prúdom a napätím:

$$\varphi = \cos^{-1}(\cos \varphi) = \cos^{-1}(0,79) = 0,66 \quad (2.12)$$

$$P_{Jmax0} = V_{out} I_{Jmax} \sin(\varphi) = 120 \cdot 1,88 \cdot \sin(0,66) = 138 \text{ VAr} \quad (2.13)$$

**Tab. 2: Medzné výstupné výkony meniča**

$P_{Jmax0}[\text{VAr}]$	$P_{\check{c}max}[\text{W}]$	$P_{Jmax}[\text{VAr}]$	$P_{ZDmax}[\text{VA}]$
138	600	890,8	1074

## 2.2.2 Prúdové a napät'ové dimenzovanie polovodičov

Ďalšou nevyhnutnou časťou pri návrhu meniča je prúdové a napät'ové dimenzovanie polovodičových súčiastok. Bez týchto výpočtov návrhár nevie, že v akých medziach má jednotlivé súčiastky zvoliť. Pri teplotnom dimenzovaní polovodičových súčiastok je potrebné poznať strednú hodnotu prúdu, ktorý cez tieto súčiastky tečie. Z dôvodu, že táto koncepcia je ovládaná s impulzne šírkovou moduláciou PWM a, že hodnota tečúceho prúdu cez jednotlivé súčiastky závisí aj od typu pripojenej záťaže t.j. či má charakter len čisto odporovú alebo aj induktívnu, poprípade kapacitnú, jednotlivé tranzistory a diódy nie sú rovnako zaťažované. Preto ich prúdové zaťažovanie závisí aj od účinníku záťaže a činiteľa modulácie [5].

Činiteľ modulácie je možné určiť podľa :

$$M = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{out}}{\frac{V_{dc}}{2}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 120}{\frac{350}{2}} = 0,969 \quad (2.14)$$

-kde je efektívna hodnota výstupného napätia *T-type* meniča a je maximálne stupne pracovné napätie *T-type* meniča ( $\pm 182 \text{ V}$ ).

Pre výpočet amplitúdy výstupného napätia *T-type* meniča platí:

$$V_a = M \cdot \frac{V_{dc}}{2} = 0,969 \cdot \frac{350}{2} = 169,5 \text{ V} \quad (2.15)$$

Pre strednú hodnotu prúdov tranzistorami  $S1$  a  $S4$  platí vzťah:

$$\begin{aligned}
 I_{str,S1,S4} &= \frac{I_{\check{c}\max(600)} M(\pi - \varphi) \cos(\varphi) + \sin(\varphi)}{4\pi} = \\
 &= \frac{7,07 \cdot 0,969 \cdot (\pi - 0,66) \cdot \cos(0,66) + \sin(0,66)}{4\pi} = 1,21 \text{ A}
 \end{aligned} \tag{2.16}$$

- kde  $\varphi$  je fázový posun medzi výstupným napätím a prúdom.

Efektívna hodnota prúdov:

$$\begin{aligned}
 I_{ef,S1,S4} &= I_{\check{c}\max(600)} \left[ \cos\left(\frac{\varphi}{2}\right) \right]^2 \sqrt{\frac{2M}{3\pi}} = \\
 &= 7,07 \cdot \left[ \cos\left(\frac{0,66}{2}\right) \right]^2 \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot 0,969}{3\pi}} = 2,87 \text{ A}
 \end{aligned} \tag{2.17}$$

Prúdy tečúce cez diódy  $D1$  a  $D4$  vypočítame nasledovne:

$$\begin{aligned}
 I_{str,D1,D4} &= \frac{I_{\check{c}\max(600)} M[\sin(\varphi) - \varphi \cos(\varphi)]}{4\pi} = \\
 &= \frac{7,07 \cdot 0,969 \cdot [\sin(0,66) - 0,66 \cdot \cos(0,66)]}{4\pi} = 0,05 \text{ A}
 \end{aligned} \tag{2.18}$$

Stredné prúdy na obojsmernom spínači  $S2$  a  $S3$  sú:

$$\begin{aligned}
 I_{str,S2,S3} &= \frac{2I_{\check{c}\max(600)} + I_{\check{c}\max(600)} M \left( \varphi - \frac{\pi}{2} \right) \cos(\varphi)}{2\pi} + \\
 &\quad + \frac{(-1)I_{\check{c}\max(600)} M \sin(\varphi)}{2\pi} = \\
 &= \frac{2 \cdot 7,07 + 7,07 \cdot 0,969 \cdot \left( 0,66 - \frac{\pi}{2} \right) \cdot \cos(0,66)}{2\pi} + \\
 &\quad + \frac{(-1) \cdot 7,07 \cdot 0,969 \cdot \sin(0,66)}{2\pi} = 0,8 \text{ A}
 \end{aligned} \tag{2.19}$$

Efektívne prúdy:

$$\begin{aligned}
 I_{ef,S2,S3} &= I_{\check{c}max(600)} \sqrt{\frac{3\pi - 2M[3 + \cos(2\varphi)]}{12\pi}} = \\
 &= 7,07 \cdot \sqrt{\frac{3\pi - 2 \cdot 0,969 \cdot [3 + \cos(2 \cdot 0,66)]}{12\pi}} = 2,04 \text{ A} \quad (2.20)
 \end{aligned}$$

(Tieto rovnice sú platné iba v rozmedzí fázového posunu  $0^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ$ )

Výsledky výpočtov maximálnych prúdov tečúcich cez výkonové tranzistory *T-type* meniča a to pre čisto činnú záťaž, čisto jalovú záťaž a komplexnú záťaž sú zhrnuté v tabuľke Tab. 3.

**Tab. 3: Prúdové namáhanie polovodičov v T-type meniči pri rôznych hodnotách  $\cos(\varphi)$**

$P_{\check{c}max}$ [W]	600		
$\cos(\varphi)$ [-]	1	0	0,66
$I_{str,S1,S4}$ [A]	0,71	1,75	1,14
$I_{ef,S1,S4}$ [A]	2,51	3,24	2,91
$I_{str,D1,D4}$ [A]	0,17	0	0,05
$I_{ef,D1,D4}$ [A]	0,75	0	0,34
$I_{str,S2,S3}$ [A]	0,97	0,51	0,77
$I_{ef,S2,S3}$ [A]	2,41	1,42	2,01

Výkonové tranzistory sú rovnako namáhané aj v dôsledku vysokého záverného napätia, preto je nevyhnutné ich dimenzovať aj napäťovo. V kapitole 1.1.5 bolo podrobnejšie vysvetlené, že tranzistory v kladnej a v zápornej vetve *S1* a *S2* musia byť dimenzované na vstupné napätie *T-type* meniča a tranzistory v uzemňovacej vetve *S2* a *S3* na polovičné napätie tohto napätia *T-type* meniča. Kvôli vzniknutým napäťovým špičkám počas spínania jednotlivých tranzistorov je vhodné tieto hodnoty zdvojnásobiť.

V našom prípade to bude znamenať to, že výkonové tranzistory *S1* a *S4* bude nutné dimenzovať na záverné napätie 700 V a výkonové tranzistory *S2* a *S3* postačí dimenzovať len na polovičnú hodnotu t.j. 350 V. Paralelne pripojené diódy k tranzistorom nie je potrebné zvlášť dimenzovať, lebo sú súčasťou jednotlivých výkonových tranzistorov. Sú uložené v spoločnom puzdre a slúžia ako bezpečnostné ochranné diódy.

Na základe týchto znalostí je už možné zvoliť výsledné tranzistory, ktoré budú osadené pri realizácii prototypu. Pre prvý pár tranzistorov *S2* a *S3* bol zvolený výkonový MOSFET tranzistor s typom kanála N, od firmy ON Semiconductor a to **NDF10N60Z**

s antiparalelnou ultra-rýchlou diódou. Druhý pár  $S1$  a  $S4$  je tiež od firmy ON Semiconductor a to **NDUL09N150C**, tiež s antiparalelnou ultra-rýchlou diódou. Medzné parametre jednotlivých tranzistorov sú uvedené v tabuľke Tab. 4:

**Tab. 4: Medzné parametre tranzistorov T-type [10] [11]**

<i>Parametre</i>			<i>NDUL09N150C</i>	<i>NDF10N60Z</i>
Záverne napätie tranzistorom	$V_{(BR)}$	[V]	1500	600
Drainový prúd	$I_D$	[A]	9	6
Drainový impulzný prúd	$I_{DP}$	[A]	18	40
D-S odpor pri zapnutí	$R_{DS(ON)}$	[m $\Omega$ ]	3000	750
Doba zapnutia	$t_{(ON)} = t_{d(on)} + t_r$	[ns]	33 + 75 = 108	15 + 31 = 46
Doba vypnutia	$t_{(OFF)} = t_{d(off)} + t_f$	[ns]	111 + 500 = 611	40 + 23 = 63
Prúd diódou	$I_s$	[A]	6	10
Záverne napätie diódou	$V_{SD}$	[V]	1,5	1,6

### 2.2.3 Výpočet LC filtra

Ako to bolo už aj vyššie naznačené, LC filter na konci *T-type* meniča slúži na vyfiltrovanie 1. harmonickej frekvenčnej zložky z výstupu *T-type* meniča. Pri návrhu LC filtra sa postupuje podľa literatúry [2]. Ako prvé je potrebné zvoliť zvlnenie výstupného prúdu  $\Delta I$ . Je nutné si uvedomiť, že zvlnenie výstupného prúdu zvyšuje špičkový opakovateľný prúd u všetkých polovodičov ležiacich pred tlmivkou. A zároveň určuje aj mieru prúdovej zaťažiteľnosti paralelne pripojených filtračných kondenzátorov. V prípade, že sa zvolí príliš malé zvlnenie, zvýšia sa rozmery tlmivky. V opačnom prípade môže dôjsť k prúdovému preťaženiu filtračných kondenzátorov, preto hodnota zvlnenia výstupného prúdu sa volila s kompromisom. V praxi sa volí v rozmedziach 3 - 30 % z menovitej hodnoty prúdu. V našom prípade sa zvolila hodnota zvlnenia prúdu  $\Delta I = 4\%$ , z výstupného prúdu  $I_{\check{c}max(600)} = 7,07\text{ A}$ . Pre zaujímavosť sa skúsila aj hodnota  $\Delta I = 30\%$ .

Hodnoty prúdov pri zvolených zvlneniach:

$$\Delta I_{4\%} = 282\text{ mA}$$

$$\Delta I_{30\%} = 1,05\text{ A}$$

Potrebná indukčnosť tlmivky  $L_3$ , znázornená na Obr. 7, sa navrhne podľa:

$$L_{3(4\%)} = \frac{V_{dc}/2}{8f_{T-type}\Delta I_{4\%}} = \frac{350/2}{8 \cdot 30 \times 10^3 \cdot 282 \times 10^{-3}} = 2,59 \text{ mH} \quad (2.21)$$

$$L_{3(30\%)} = \frac{V_{dc}/2}{8f_{T-type}\Delta I_{30\%}} = \frac{350/2}{8 \cdot 30 \times 10^3 \cdot 1,05} = 0,69 \text{ mH} \quad (2.22)$$

- kde  $f_{T-type}$  je frekvencia spínania jednotlivých výkonových tranzistorov.

Aby nenastali problémy s rezonanciou filtra je potrebné, aby jeho rezonančný kmitočet ležal hlboko pod kmitočtom výstupných impulzov. Potom bude platiť podmienka pre veľkosť kapacity kondenzátora  $C_3$ :

$$C_{3(4\%)} \gg \frac{1}{4\pi^2 f_{T-type}^2 L_{3(4\%)}} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot (30 \times 10^3)^2 \cdot 2,59 \times 10^{-3}} = 10,9 \text{ nF} \quad (2.23)$$

$$C_{3(30\%)} \gg \frac{1}{4\pi^2 f_{T-type}^2 L_{3(30\%)}} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot (30 \times 10^3)^2 \cdot 0,69 \times 10^{-3}} = 40,79 \text{ nF} \quad (2.24)$$

Následne sa vypočíta kapacita kondenzátora  $C_3$  s maximálnym zvlhnením napätia  $\Delta U = 0,5 \text{ V}$ :

$$C_{3(4\%)} = \frac{\Delta I}{8f_{T-type}\Delta U} = \frac{282 \times 10^{-3}}{8 \cdot 30 \times 10^3 \cdot 0,5} = 2,35 \text{ } \mu\text{F} \quad (2.25)$$

$$C_{3(30\%)} = \frac{\Delta I}{8f_{T-type}\Delta U} = \frac{1,05}{8 \cdot 30 \times 10^3 \cdot 0,5} = 8,76 \text{ } \mu\text{F} \quad (2.26)$$

Podmienky pre výslednú hodnotu kapacity kondenzátora popísané pomocou rovníc (2.25 a 2.26) do plnej miery vyhovujú, t.j. filter by sa nemal zakmitať:

$$2,35 \text{ } \mu\text{F} \gg 10,9 \text{ nF} \quad (2.27)$$

$$8,76 \text{ } \mu\text{F} \gg 40,79 \text{ nF} \quad (2.28)$$

## 2.2.4 Výpočet a návrh tlmivky $L_3$

V predchádzajúcej kapitole bola vypočítaná žiadaná indukčnosť tlmivky  $L_3$ . Teraz prebehne aj jej realizácia. Z dôvodu, že táto tlmivka bude sprevádzkovaná v nízkofrekvenčnom režime, to znamená, že bude na nej tiecť prúd s frekvenciou  $50 \text{ Hz}$ , by bolo možné tlmivku navinúť aj na železnom jadre. Treba si ale všimnúť, že menič pred tlmivkou pracuje na frekvencii  $30 \text{ kHz}$ , a hodnota vírivých prúdov v jadre tlmivky rastie s rýchlosťou spínania. Na základe týchto faktov sa zdá byť lepším riešením navinúť tlmivku  $L_3$  na feritové jadro. Návrh prebieha podľa literatúry [3] [4].

### Zvolené a zadané parametre tlmivky L<sub>3</sub> :

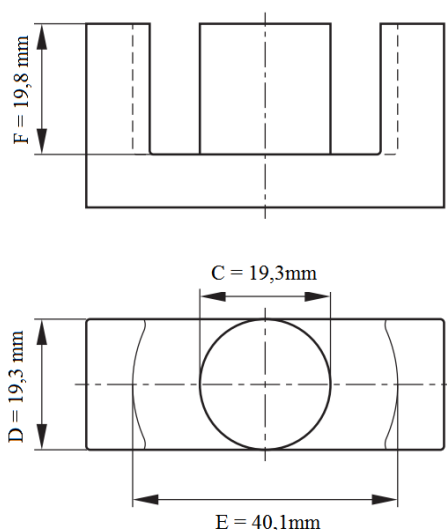
$I_{ZDmax} = 8,95 A$	Maximálny výstupný zdanlivý prúd
$k_{pl} = 0,5$	Celkový činiteľ plnení
$k_z = 0,707$	Zaťažovací činiteľ ( $I_{ef} / I_{max}$ )
$J = 4 \times 10^6 A/m^2$	Prúdová hustota pre Cu vodič
$L_{3(4\%)} = 2,59 mH$	Požadovaná indukčnosť cievky
$B_{max} = 0,35 T$	Maximálna magnetizačná indukcia
$\mu_{fe} = 1600$	Relatívna permeabilita jadra [12]
$\mu_0 = 4 \cdot \pi \times 10^{-7}$	Permeabilita vákua
N87	Materiál feritového jadra, vhodný na výkonové účely
$l_{fe} = 127 \times 10^{-3} m$	Stredná dĺžka magnetických siločiar [12]

V prvom rade je potrebné vypočítať potrebnú elektromagnetickú veľkosť transformátora. Táto hodnota napomáha aj pri výbere normalizovaného jadra z katalógu. K výpočtu sa použije nasledovný vzťah:

$$S_{Fe} \cdot S_{Ok} = \frac{L_{3(7\%)} \cdot I_{ZDmax}^2 \cdot k_z}{B_{max} \cdot J \cdot k_{pl}} = \frac{2,59 \times 10^{-3} \cdot 8,95^2 \cdot 0,707}{0,35 \cdot 4 \times 10^6 \cdot 0,5} = 2,1 \times 10^5 mm^4 \quad (2.29)$$

- kde je  $S_{Fe}$  plocha jadra a  $S_{Ok}$  je plocha oka jadra.

Z katalógu je potrebné vybrať také jadro, ktoré má o niečo väčšiu hodnotu elektromagnetickej veľkosti. Z dôvodu, že táto hodnota nie je vo všetkých katalógoch znázornená, treba ju vypočítať z rozmerov jadra Obr. 11.



**Obr. 11: Rozmery jadra tlmivky L3**

Vo väčšine prípadov je dostačujúce použiť orientačný výpočet, podľa nasledujúceho vzorca:

$$S_{Fe(katalog)} \cdot S_{Ok(katalog)} = \pi \cdot \frac{C^2}{4} \cdot 2 \cdot (E - D) \cdot F = \pi \cdot \frac{19,3^2}{4} \cdot c = 2,41 \text{ mm}^4 \quad (2.30)$$

Z ponuky sortimentov od firmy TDK bolo zvolené jadro **ETD 54/28/19**. Toto jadro sa skladá z troch stĺpcov, z ktorých prostredný má valcovitý tvar. Na tento prostredný stĺp bude pomocou plastového nástavca nasadená cievka. Aby bolo možné čím lepšie zlinearizovať závislosť medzi magnetickou indukciou a intenzitou, jadrá tlmivky treba od seba vzdialiť, a to pomocou vzduchovej medzery. Pre výpočet vzduchovej medzery sa použije vzorec (2.34). Predtým je ešte nutné vypočítať počet potrebných závitov:

$$S_{Fe(katalog)} = \pi \cdot \frac{C^2}{4} = \pi \cdot \frac{19,3^2}{4} = 292,553 \text{ mm}^2 \quad (2.31)$$

$$S_{Ok(katalog)} = 2 \cdot (E - D) \cdot F = 2 \cdot (40,1 - 19,3) \cdot 19,8 = 823,7 \text{ mm}^2 \quad (2.32)$$

$$N = \frac{L_{3(7\%)} \cdot I_{ZDmax}}{B_{max} \cdot S_{Fe}} = \frac{2,59 \times 10^{-3} \cdot 8,95}{0,35 \cdot 292,553 \times 10^{-6}} = 226 \text{ z} \quad (2.33)$$

$$l_v = \frac{N \cdot \mu_0 \cdot I_{ZDmax}}{B_{max}} - \frac{l_{fe}}{\mu_{fe}} = \frac{226 \cdot 4 \cdot \pi \times 10^{-7} \cdot 8,95}{0,35} - \frac{127 \times 10^{-3}}{1600} = 7,18 \text{ mm}$$

$$\frac{l_v}{2} = 3,59 \text{ mm} \quad (2.34)$$

Výsledná vzduchová medzera medzi dvoma jadrami vychádza na  $l_v = 7,18 \text{ mm}$ . Treba si ale uvedomiť, že táto hodnota bude len polovičná. Z dôvodu, že v magnetickom obvode je zrealizovaná dvakrát. To znamená, že výsledná tlmivka bude mať vzduchovú medzeru polovičnú  $\frac{l_v}{2} = 3,59 \text{ mm}$ .

Medzi posledné kroky pri návrhu tlmivky patrí výpočet požadovaného prierezu navinutého drôtu. Aby tlmivka bola schopná sa sama ochladiť, pomocou svojho povrchu, je odporúčané zvoliť veľkosť prúdovej hustoty medzi  $3 - 4 \text{ A/mm}^2$ . Z dôvodu že táto tlmivka nebude impregnovaná, volí sa prúdová hustota  $J = 4 \text{ A/mm}^2$ .

Následne predpokladaný prierez navinutého drôtu sa vypočíta, podľa:

$$d_{pred.} = \sqrt{\frac{I_{ZDmax} \cdot 4}{J \cdot \pi}} = \sqrt{\frac{8,95 \cdot 4}{4 \times 10^6 \cdot \pi}} = 1,68 \text{ mm} \quad (2.35)$$

Z dôvodu, že hodnota zdanlivého prúdu  $I_{ZDmax} = 8,98 \text{ A}$  tečie cez tlmivku  $L_3$  len pri špičkovom výkone  $600 \text{ W}$  je možné znížiť prierez navinutého drôtu, a tým pádom je



možné dosiahnuť menšie rozmery tlmivky. Nový optimalizovaný prierez navinutého drôtu tlmivky  $L_3$  bude  $d_{real} = 1,4 \text{ mm}$  s obsahom  $S_{Cu} = 1,54 \text{ mm}^2$ .

Pre kontrolu využiteľnosti tlmivky sa vypočíta maximálny počet závitov, ktoré by sa pri danej technológii dali navinúť do okienka jadra.

$$N_{kontr.} = \frac{S_{Ok(katalog)}}{S_{Cu}} \cdot k_{pl} = \frac{823,7}{1,54} \cdot 0,5 = 268 \text{ z.} \quad (2.36)$$

Potom využiteľnosť jadra bude:

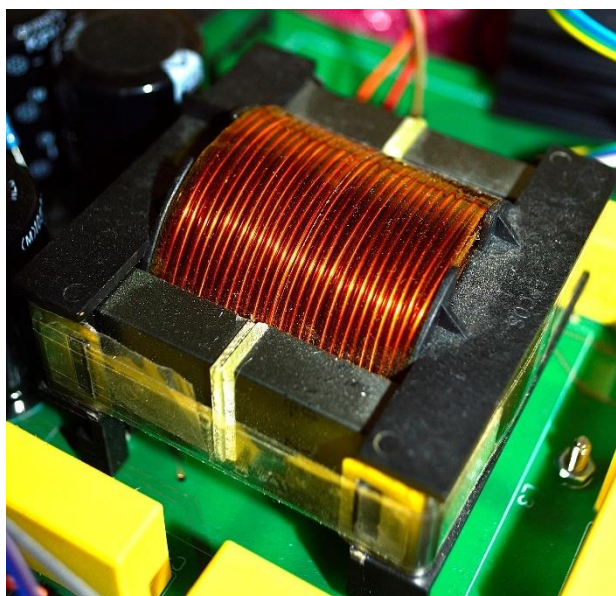
$$\eta_{L3} = \frac{N}{N_{kontr.}} = \frac{226}{286} = 84 \% \quad (2.37)$$

Maximálny počet závitov je len o málo väčší ako vypočítaná hodnota. Využiteľnosť jadra vychádza na 84 % t.j. tlmivku už nie je nutné ďalej optimalizovať, je možné postúpiť k realizácii.

Na záver sa ešte skontroluje prúdová hustota podľa:

$$J = \frac{I_{zDmax}}{S_{Cu}} \cdot k_z = \frac{8,95}{1,54} \cdot 0,707 = 4,1 \text{ A/mm}^2 \quad (2.38)$$

Tlmivka bola navinutá drôtom v priemere 1,4 mm ručne na umelohmotný nástavec **B66396W1022T001** od firmy TDK. Jednotlivé vrstvy vinutí sa odizolovali pomocou teplovzdornej *kaptonovej* pásky. Vzduchová medzera sa realizovala pomocou nevodivého materiálu FR4.



Obr. 12: Realizovaná tlmivka  $L_3$

## 2.2.5 Výber budiča

Úlohou budiaceho obvodu je generovať riadiaci signál, potrebný na spínanie výkonových tranzistorov. Vstupujúci signál do budiča je vo veľkej miere PWM signál, ktorý generuje nejaký analógový modulátor alebo mikrokontrolér. Výstupné riadiace signály z budiča treba prúdovo zosilniť preto, aby boli schopné nabíjať hradlovú kapacitu výkonového tranzistoru, tým pádom je možné tranzistor spoľahlivo a rýchlo zapínať a vypínať. Pričom je nutné na tranzistore prispôbiť aj veľkosť hradlového napätia. Pri väčšine výkonových MOS tranzistorov je hradlové napätie  $U_{GS} = \pm 20 V$ . Ďalšou častou požiadavkou na budiče je galvanické oddelenie vstupu od výstupu. Toto sa rieši buď magnetickým, alebo optickým spôsobom. Ďalej tento obvod musí obsahovať aj tzv. ochrany, ktoré majú za úlohu chrániť pred zničením nielen samotné tranzistory, ale aj celý menič.

Pre spoľahlivé spínanie všetkých štyroch tranzistorov, umiestnených v T-type meniči Obr. 9, je v našom prípade pre každý tranzistor použitý samostatný budič z integrovaného obvodu **NCD5700** od firmy ON Semiconductor a z minimálneho množstva diskretných súčiastok, ktoré zaručujú správnu funkciu budiča. Základné údaje IO sú zhrnuté v Tab. 5.

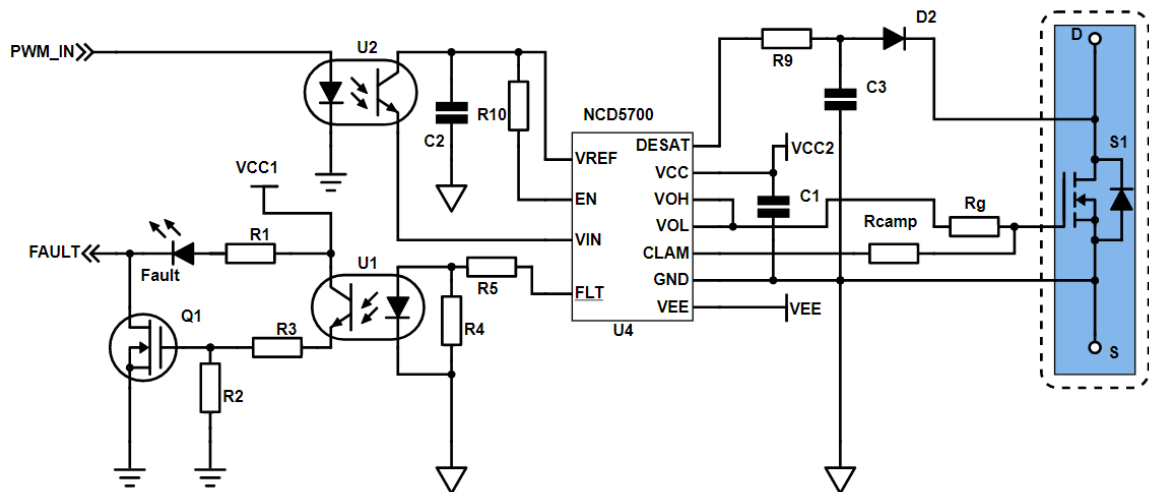
**Tab. 5: Základné údaje budiča s čipom NCD5700**

Parametre		<b>NCD5700</b>
Napájacie napätie	$V_{cc2}$ [V]	16
Napájacie napätie	$V_{ee}$ [V]	- 4,7
Vstupné napätie	$V_{cc1}$ [V]	3,3
Maximálna špičková hodnota výstupného prúdu	$I_{PK}$ [A]	6
Meškanie desaturačnej ochrany	$t_{d2-OUT}$ [ns]	220
Prahové napätie desaturačnej ochrany	$V_{DESAT-THR}$ [V]	6,35
Meškanie signálu FAULT	$t_{d1-OUT}$ [μs]	12
Spúšťacie napätie pre UVLO	$V_{UVLO-OUT-ON}$ [V]	13,5

Vedľa základných funkcií sú do čipu integrované aj ochranné funkcie, ako napríklad:

- detekcia desaturácie VCE (najrýchlejšia ochrana pri skrate tranzistora)
- detekcia podpätia UVLV (v prípade poklesu vstupného napätia sa obvod odpojí)
- povolovací vstup pre nezávislú kontrolu obvodu
- aktívny komutačný obvod - Miller Clamp (zabraňuje samovoľné zapnutie)

Zjednodušená schéma zapojenia je na Obr. 13, ktorá vychádza z typizovaného zapojenia uvedeného v dokumentácii [13].

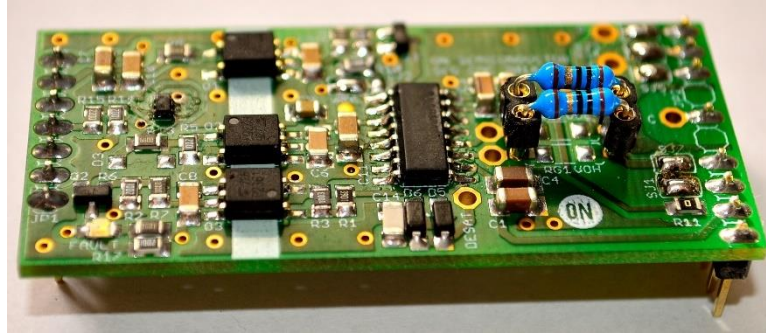


**Obr. 13: Schéma zapojenia budiča pre T-type menič**

### **Popis funkcie:**

PWM signál z mikrokontroléra je pripojený na vstup budiča, ktorý je označený ako *PWM\_IN*. Funkciu galvanického oddelenia riadiacej elektroniky od výkonovej časti zapojenia plní optočlen *U<sub>2</sub>*. Pri kladnej vstupnej úrovni signál prechádza cez optočlen na svorku *V<sub>IN</sub>* integrovaného obvodu NCD5700. Tento integrovaný obvod zaručuje napäťovú a prúdovú úpravu signálu, cez obmedzovací odpor *R<sub>g</sub>* nabíja kapacitu hradla výkonového MOS tranzistora, t.j. tranzistor sa otvára. Pri vypínaní tranzistora sa táto kapacita vybíja taktiež cez odpor *R<sub>g</sub>*. Aby bolo vypínanie rýchlejšie, budič pracuje so záporným napätím, ktoré je pripojené na hradlo tranzistora. Budič je ďalej schopný zareagovať na krátky výpadok napájacích napätí, na poruchy riadiacich signálov alebo na preťaženie z dôvodu nadmernej záťaže. Pri týchto poruchách sa výkonový tranzistor môže dostať do lineárneho režimu, t.j. desaturuje, v ktorom prudko narastá tečúci prúd tranzistorom a stratový výkon. Tým pádom sa tranzistor prehreje a môže dôjsť k jeho degradácii. Aby tento stav nenastal, budič sníma na svorke *DESAT* napätie *U<sub>DS</sub>* cez diodu *D2* a odpor *R9*, v prípade prekročenia prahového napätia desaturačnej ochrany 6,35 V dôjde k zablokovaniu výstupného budiaceho signálu. Spätná väzba poruchového obvodu zároveň prepne pin *FLT* na nízku úroveň, čím informuje pripojený mikrokontrolér o poruchovom stave. Tranzistor *Q1*, odpory *R2-R3* a optočlen *U<sub>1</sub>* slúžia na invertovanie poruchového signálu. Ďalšia ochrana zabraňuje svojvoľné zapínanie výkonového tranzistora, ktoré môže nastať pod vplyvom parazitnej kapacity Millerovho kondenzátora, pri zapojení tranzistorov v polovičnom mostíku, ako je to znázornené napríklad na obrázku Obr. 9 tranzistori *S1* a *S4*. V okamihu zapnutia horného tranzistora *S1* sa v dôsledku rýchlej zmeny napätia *dV<sub>DS</sub>/dt* vytvorí napäťový pulz na kolektore vypnutého tranzistora *S4*. Tento napäťový impulz následne indukuje prúd cez Millerovú kapacitu *C<sub>GD</sub>*, ktorý vyvolá úbytok napätia na odpore *R<sub>g</sub>*. Pokiaľ toto napätie prekročí prahové napätie *U<sub>TH</sub>* výkonového tranzistora, môže sa tranzistor *S4* samovoľne zapnúť, čo by viedlo ku skratu. Tento problém je možné riešiť pripojením hradla tranzistora *S4* cez odpor *R<sub>clamp</sub>* k pinu *CLAMP*, ktorý poskytne riešenie s menšou impedanciou pre vzniknutý prúdový impulz. Alebo sa aktivuje budenie vypnutého tranzistora so záporným napätím.

Z dôvodu, že tento budič Obr. 14 bol kompletne vytvorený prostredníctvom firmy ON Semiconductor, v diplomovej práci neuvádzam výpočty a návrh jednotlivých komponentov.



Obr. 14: DPS budiča pre T-type menič

## 2.2.6 Výkonové straty vedením a spínaním prúdu

Výpočet výkyvových strát je potrebný pre následné dimenzovanie chladiaceho systému. Používané hodnoty prúdov, tečúcich cez jednotlivé polovodičové súčiastky sa nachádzajú v Tab. 3, pri výstupnom výkone meniča  $P_{\check{c}max} = 300 \text{ W}$ . Nasledovné vzťahy uvádza literatúra [2][4].

Výkonové straty pri vedení prúdu tranzistorom S1 a diódou D1 je možné vypočítať nasledovne :

$$P_{ved,S1} = R_{DS(on)} \cdot I_{ef,S1}^2 = 3 \cdot 0,731^2 = 1,59 \text{ W} \quad (2.39)$$

$$P_{ved,D1} = V_{SD} \cdot I_{str,D1} = 1,5 \cdot 0,879 = 0,04 \text{ W} \quad (2.40)$$

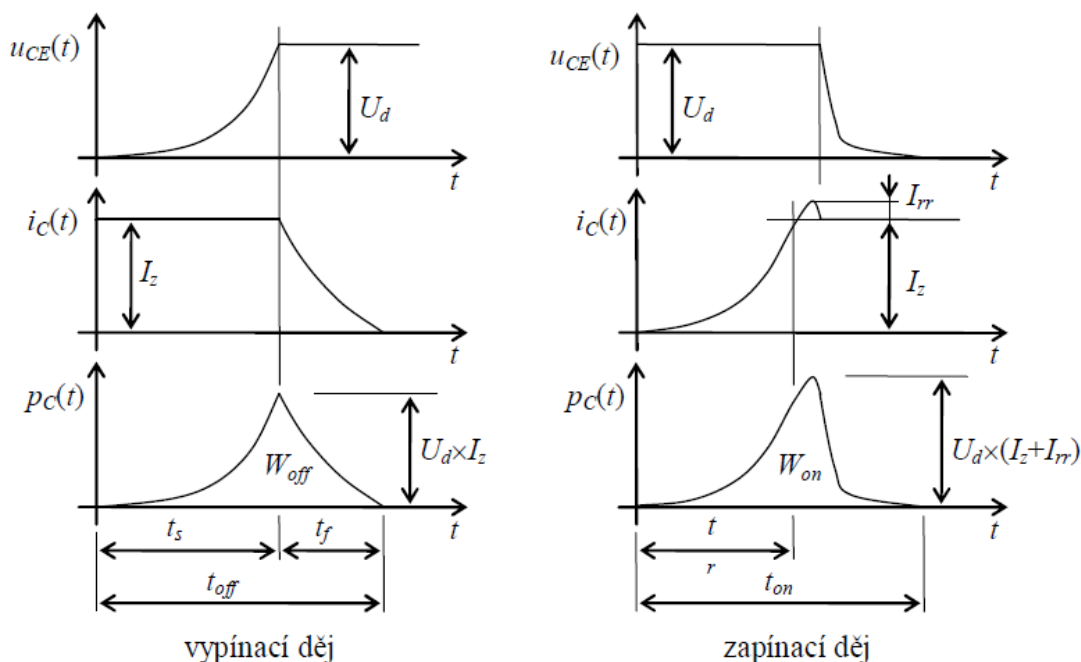
Prepínacie straty na tranzistore pri spínaní záťaže induktívneho charakteru je možné vypočítať postupom podľa [4]. Pre správne určenie prepínacích strát by bolo potrebné použiť osciloskop, ako aj pomocou integrálu z okamžitých hodnôt napätia a prúdu spočítať celkové spínacie straty tranzistora. Úplne dostačujúci je však približný odhad okamžitého stratového výkonu, a to pomocou plochy trojuholníka Obr. 15, z ktorého je možné najprv určiť prepínacie energie  $W_{on}$  a  $W_{off}$ , a následne prepínacie straty  $P_{sw}$ . Zvolený kmitočet spínania tranzistorov je  $f = 30 \text{ kHz}$  :

$$W_{on,S1} = \frac{1}{4} V_{dc} \cdot I_{ZDmax} \cdot t_{on} = \frac{1}{4} \cdot 350 \cdot 8,95 \cdot 108 \times 10^{-9} = 84 \mu\text{J} \quad (2.41)$$

$$W_{off,S1} = \frac{1}{4} \cdot V_{dc} \cdot I_{ZDmax} \cdot t_{off} = \frac{1}{4} \cdot 350 \cdot 8,95 \cdot 611 \times 10^{-9} = 478 \mu\text{J} \quad (2.42)$$

$$P_{sw,S1} = f(W_{on,S1} + W_{off,S1}) = 30 \times 10^3 \cdot (84 \times 10^{-6} + 478 \times 10^{-6}) = 17 \text{ W} \quad (2.43)$$

- kde  $I_{ZDmax}$  je maximálny zdanlivý prúd pri záťaži induktívneho charakteru a  $U_d$  je napätie na danom tranzistore.



**Obr. 15: Vypínací a zapínací děj MOS tranzistora [2]**

Straty pri spínaní v režime PWM je možné približne odhadnúť z predpokladu, že prúd tečie tranzistorom S1 len počas polperiódy. Z toho vyplýva, že aj prepínacie straty budú polovičné:

$$P_{swPWM,S1} = \frac{P_{sw,S1}}{2} = \frac{17}{2} = 8,4 \text{ W} \quad (2.44)$$

Potom celkové straty na čipe jedného tranzistora S1 sa vypočítajú zo súčtu strát z vedenia prúdu tranzistora, diódy a prepínacích strát:

$$P_{1chip,S1} = P_{ved,S1} + P_{ved,D1} + P_{swPWM,S1} = 1,59 + 0,04 + 8,4 = 10 \text{ W} \quad (2.45)$$

Následne je potrebné vypočítať celkové straty na čipe jedného tranzistora S2 s rovnakým postupom ako je uvedený vyššie, na rozdiel od napätia  $U_{dc}$ , ktoré bude polovičné. Pri výpočte  $P_{1chip,S2}$  sa straty vedením na diódach D2 a D3 zanedbávajú. Z dôvodu konfigurácie zapojenia je potom možný výpočet maximálnych strát celého T-type meniča nasledovne:

$$P_{1chip,S2} = P_{ved,S2} + P_{ved,D2} + P_{swPWM,S2} = 0,2 + 0,04 + 0,68 = 0,92 \text{ W} \quad (2.46)$$

$$\begin{aligned} P_{str,T-type} &= P_{1chip,S1} + P_{1chip,S4} + P_{1chip,S2} + P_{1chip,S3} = \\ &= 10 + 10 + 0,92 + 0,92 = 22 \text{ W} \end{aligned} \quad (2.47)$$

Z týchto strát je bez uvažovania možné spočítať teoretickú účinnosť T-type meniča strát na pasívnych prvkoch:

$$\eta = \frac{P_{\check{c}max}}{P_{\check{c}max} + P_{str,T-type}} \cdot 100\% = \frac{600}{622} \cdot 100\% = 96,5\% \quad (2.48)$$

Vypočítaná hodnota účinníka pri plnom výkone je viac ako dostačujúca.

## 2.3 Návrh a realizácia DC/DC meniča

Na blokovej schéme Obr. 10 je znázornený jednočinný menič, ktorý pozostáva z impulzného transformátora, z usmerňovacích diód, a z LC filtra. Tieto bloky sú ovládané cez budiče, pomocou bloku *PWM regulácie*. Pred návrhom meniča sa uvádzajú požadované parametre.

$V_{bat} = 12 V$	vstupné pracovné napätie
$V_{bat-min} = 11 V$	minimálne vstupné napätie
$V_{bat-max} = 13,2 V$	maximálne vstupné napätie
$V_{p-sym} = 170 V$	výstupne pracovné symetrické napätie
$V_{p-sym-max} = 184 V$	maximálne výstupne pracovné symetrické napätie
$P_{\check{c}out(600)} = 600 W$	špičkovo odoberateľný výkon
$f_{jednočinný} = 65 kHz$	spínacia frekvencia <i>jednočinného</i> meniča
$s_{Max} = 0,5$	maximálna strieda <i>jednočinného</i> meniča
$P_{str,T-type} = 22 W$	stratový výkon pre <i>T-type</i> menič

Po zhrnutí požadovaných a zvolených parametrov je možné pokračovať s návrhom.

### 2.3.1 Výstupné parametre jednočinného meniča

Maximálny požadovaný prúd, ktorý bude schopný dodávať *jednočinný menič* z obidvoch sekundárnych vinutiach impulzného transformátora závisí od požadovaného dodávaného činného výkonu, od strát nasledujúceho stupňa, taktiež od výstupného pracovného symetrického napätia nasledovne [4]:

$$I_{max-sec-požad} = \frac{P_{\check{c}out(600)} + P_{str,T-type}}{V_{p-sym}} = \frac{600 + 22}{170} = 3,6 A \quad (2.49)$$

Pre jednoduché zistenie vstupných prúdov *jednočinného meniča* je nutné najprv vypočítať transformačný pomer impulzného transformátora *TrI*.

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{V_{p-sym-max}}{V_{bat-min} \cdot S_{Max}} = \frac{184}{11 \cdot 0,5} = 33,45 \quad (2.50)$$

Maximálny prúd v primárnom vinutí bude:

$$I_{max-prim} = \frac{N_2}{N_1} \cdot I_{max-sec-požad} = 33,45 \cdot 3,6 = 120 \text{ A} \quad (2.51)$$

A následne výška výstupného impulzu na sekundárnom vinutí transformátora *TrI*:

$$V_{sec-out} = V_{bat-max} \cdot \frac{N_2}{N_1} = 13,2 \cdot 33,45 = 442 \text{ V} \quad (2.52)$$

### 2.3.2 Prúdové a napät'ové dimenzovanie polovodičov

Na základe zistených hodnôt prúdov a napätí z predchádzajúcej podkapitoly môžeme pristúpiť k dimenzovaniu výkonových spínacích tranzistorov a ďalších polovodičových prvkov, z ktorých bude poskladaný jednočinný menič. Ako spínacie prvky *S5* a *S6*, znázornené na Obr. 9 sa použijú MOSFET tranzistory s N-kanálom, typu **NTP5860NG** od firmy ON Semiconductor. K týmto dvom tranzistorom sa paralelne pripojí ďalší tranzistor, a to kvôli obmedzeniu vyšších spínacích prúdov. Úplná schéma jednočinného meniča, ktorá bola použitá aj pri výrobe DPS je znázornená v Príloha 2.

**Tab. 6: Medzné parametre tranzistorov jednočinného meniča [15]**

Parametre	NTP5860NG
Záverné napätie tranzistorom $V_{(BR)DSS}$ [V]	60
Drainový prúd $I_D$ [A]	220
Drainový impulzný prúd $I_{DM}$ [A]	660
D-S odpor pri zapnutí $R_{DS(on)}$ [mΩ]	3
Celkový hradlový náboj $Q_{G(tot)}$ [nC]	180
Doba zapnutia $t_{on} = t_{d(on)} + t_r$ [ns]	27 + 117 = 144
Doba vypnutia $t_{off} = t_{d(off)} + t_f$ [ns]	66 + 150 = 216
Prúd diódou $I_S$ [A]	130
Záverné napätie diódou $V_{SD}$ [V]	1,1
Doba zotavenia diódy $t_{rr}$ [ns]	55

K tomu, aby sme vedeli určiť hodnoty optimálnej pracovnej striedy meniča treba zistiť úbytok napätia na tranzistoroch S5 a S6 v zapnutom stave:

$$V_{DS(on)} = R_{DS(on)} \cdot I_{max-prim} = 3 \times 10^{-3} \cdot 120 = 0,36 \text{ V} \quad (2.53)$$

$$s_{prac} = \frac{V_{p-sym-max}}{V_{bat} - 2 \cdot V_{DS(on)}} = \frac{184}{12 - 2 \cdot 0,36} = 0,49 \quad (2.54)$$

Z tejto hodnoty je možné usúdiť, že jednočinný menič bude mať na svojom výstupe hodnotu maximálneho napätia 184 V len skoro pri maximálnej možnej striede  $s_{Max}$ .

Ďalšie súčiastky, ktoré je nutné napäťovo a prúdovo dimenzovať sú diódy. Prúd tečúci cez demagnetizačné diódy D5 a D6 je závislý od magnetizačného prúdu impulzného transformátora, preto sa s nimi budem zaoberať neskôr, presnejšie po výbere konkrétneho jadra transformátora. Dimenzovať je ale možné usmerňovacie a nulové diódy D7-D10. A to nasledovne:

$$I_{D7,D9} = I_{max-sec-pozad} = 3,6 \text{ A} \quad (2.55)$$

$$I_{str-D7,D9} = I_{max-sec-pozad} \cdot s_{prac} = 3,6 \cdot 0,49 = 1,8 \text{ A} \quad (2.56)$$

$$I_{ef-D7,D9} = I_{max-sec-pozad} \cdot \sqrt{s_{prac}} = 3,6 \cdot \sqrt{0,49} = 2,5 \text{ A} \quad (2.57)$$

$$V_{D7,D9} = V_{sec-out} = 442 \text{ V} \quad (2.58)$$

Na základe týchto hodnôt bola zvolená dióda **MUR8100E** od firmy ON Semiconductor. Nulové diódy sa kvôli vysokej hodnote pracovnej striedy ( $\sqrt{1 - s_{Max}}$ ) dimenzujú rovnako. Z dôvodu napäťovej bezpečnosti, čo sa týka prerazu diódy s vyšším napätím, sú všetky diódy zdvojené pomocou sériového zapojenia. Použitá dióda má nasledovné medzné parametre:

**Tab. 7: Medzné parametre usmerňovacej a nulovej diódy**

Parametre	MUR8100E
Úbytok napätia na dióde $V_F$ [V]	1,8
Maximálne záverné napätie $V_{RRM}$ [V]	1000
Impulzný prúd $I_{FM}$ [A]	16
Doba zotavenia diódy $t_{rr}$ [ns]	75



Stratový výkon vedením diód  $D7$  a  $D9$  a približne aj pre  $D8$  a  $D10$  bude:

$$P_{str-D7,D9} = V_F \cdot I_{str-D7,D9} = 3,24 \text{ W} = P_{str-D8,D10} \quad (2.59)$$

Následne celkové straty za transformátorom  $Tr1$  budú súčtom strát vzniknutých na meniči T-type a na ôsmich usmerňovacích diódach:

$$P_{str-celk} = P_{str,T-type} + 4 \cdot P_{str-D7,D9} + 4 \cdot P_{str-D8,D10} = 22 + 26 = 48 \text{ W} \quad (2.60)$$

Z tohto vyplýva, že požadovaný činný výkon, ktorý musí menič trvalo dodávať bude:

$$P_{\check{c}-požad.} = P_{\check{c}out(600)} + P_{str-celk} = 600 + 48 = 648 \text{ W} \quad (2.61)$$

### 2.3.3 Návrh impulzného transformátora

S istotou môžeme vyhlásiť, že impulzný transformátor patrí medzi najdôležitejšie časti jednočinného meniča. Zabezpečuje transformovanie nízkych napäťových impulzov na vysoké, v závislosti od transformačného pomeru a ďalších dôležitých faktorov. Návrh prebieha na základe výstupných parametrov jednočinného meniča, ktorý je uvedený v kapitole 2.3.1 a na ďalších zvolených parametroch, podľa literatúry [4]:

$I_{ef-prim} = 84 \text{ A}$	Efektívny prúd na primárnom vinutí
$I_{ef-sec} = 2,52 \text{ A}$	Efektívny prúd na sekundárnom vinutí
$\rho_{Cu} = 1,75 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$	Merný elektrický odpor medi
$\rho_{N87} = 10 \Omega \cdot m$	Merný elektrický odpor feritu [12]
$\mu_{Cu} = 1$	Relatívna permeabilita medi
$k_p = 0,5$	Celkový činiteľ plnení
$k_z = 1$	Zaťažovací činiteľ ( $I_{ef} / I_{max}$ )
$J = 2 \times 10^6 \text{ A/m}^2$	Prúdová hustota pre Cu vodič
$B_{max} = 0,35 \text{ T}$	Maximálna magnetizačná indukcia
$B_0 = 0,2 \text{ T}$	Remanentná magnetizačná indukcia
$\mu_{N87} = 1600$	Relatívna permeabilita jadra [12]
$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$	Permeabilita vákua
N87	Materiál feritového jadra, vhodný na výkonové účely
$S_{fe(katalog)} = 280 \text{ mm}^2$	Efektívny magnetický prierez jadra [12]
$l_{fe} = 127 \text{ mm}^2$	Stredná dĺžka magnetických siločiar [12]

Pretože vyššie navrhnutý transformátor pracuje pri vysokých frekvenciách  $65 \text{ kHz}$ , do návrhu môžu zasahovať nežiadúce komplikácie, ako je napríklad skinefekt. Pri tomto

deji prúd netečie celým prierezom vodiča, ale len na povrchu. Z toho dôvodu je nutné návrh začať s výberom vhodného prierezu vodičov, s ktorými budú vinuté primárne a sekundárne vinutia impulzného transformátora. Predtým je nutné vypočítať potrebný prierez navíjaného drôtu, následne hĺbku vniknutia elektromagnetickej vlny do medi a do feromagnetického materiálu N87, a len po poznaní týchto hodnôt je možné zvoliť vyhovujúce priemery vodičov:

$$S_{prim} = \frac{I_{ef-prim}}{J} = \frac{84}{2 \times 10^6} = 42 \text{ mm}^2 \quad (2.62)$$

$$S_{sec} = \frac{I_{ef-sec}}{J} = \frac{2,52}{2 \times 10^6} = 1,26 \text{ mm}^2 \quad (2.63)$$

Hĺbka vniknutia:

$$\delta_{Cu} = \sqrt{\frac{\rho_{Cu}}{\pi \cdot f_{jednočinný} \cdot \mu_{Cu} \cdot \mu_0}} = \sqrt{\frac{1,75 \times 10^{-8}}{\pi \cdot 65 \times 10^3 \cdot 1 \cdot 4\pi \times 10^{-7}}} = 0,26 \text{ mm} \quad (2.64)$$

$$\begin{aligned} \delta_{N87} &= \sqrt{\frac{\rho_{N87}}{\pi \cdot f_{jednočinný} \cdot \mu_{N87} \cdot \mu_0}} = \sqrt{\frac{10}{\pi \cdot 65 \times 10^3 \cdot 1600 \cdot 4\pi \times 10^{-7}}} \\ &= 156 \text{ mm} \end{aligned} \quad (2.65)$$

Z týchto hodnôt vyplýva, že priemer drôtu primárneho a sekundárneho vinutia smie dosahovať hodnoty maximálne 0,5 - 0,6 mm, aby nenastal skin efekt.

Teraz je možné pristúpiť k výberu vhodného jadra transformátora, a to pomocou približného výpočtu elektromagnetickej veľkosti[3]:

$$\begin{aligned} S_{ok} S_{fe} &= \frac{P_{\check{c}-požad.} \cdot k_z}{k_p \cdot f_{jednočinný} \cdot (B_{max} - B_0) \cdot J \cdot \sqrt{s_{prac}}} = \\ &= \frac{648 \cdot 1}{0,5 \cdot 65 \times 10^3 \cdot (0,35 - 0,2) \cdot 2 \times 10^6 \cdot \sqrt{0,49}} = 9,5 \times 10^4 \text{ mm}^2 \end{aligned} \quad (2.66)$$

Na základe výpočtov výber padol na jadro *ETD 54/28/19* od firmy TDK. Toto jadro je rovnaké, aké bolo použité pri návrhu tlmivky  $L_3$  v kapitole 2.2.4. Aby sa vybrané jadro nepresýtilo, počet závitov primárneho vinutia vypočítame na základe maximálneho požadovaného výkonu nasledovne [3]:

$$N_1 = \frac{V_{bat} - 2 \cdot V_{DS(on)}}{2 \cdot f_{jednočinný} \cdot (B_{max} - B_0) \cdot S_{fe(katalog)}} =$$

$$= \frac{12 - 2 \cdot 0,36}{2 \cdot 65 \times 10^3 \cdot (0,35 - 0,2) \cdot 280 \times 10^{-6}} = 2 \text{ z.} \quad (2.67)$$

Potom zo známeho transformačného pomeru je možné získať počet potrebných závitov na sekundárnej strane transformátora:

$$N_2 = N_1 \cdot \frac{N_2}{N_1} = 2 \cdot 33,45 = 69 \text{ z.} \quad (2.68)$$

Na základe zistených rozmerov zvoleného transformátora Obr. 11 a predchádzajúcich výpočtov dochádzame k tomu, že primárne vinutie transformátora treba vinúť z dvoch vrstiev medeného plechu so šírkou 36 mm, hrúbkou 0,6 mm s prierezom  $S_{prim-real} = 21,6 \text{ mm}^2$ . A sekundárne vinutie z medeného drôtu s priemerom 0,65 mm a prierezom  $S_{sec-real} = 0,33 \text{ mm}^2$ . Jednotlivé vinutia budú od seba odizolované tepluodolnou kaptonovou páskou.

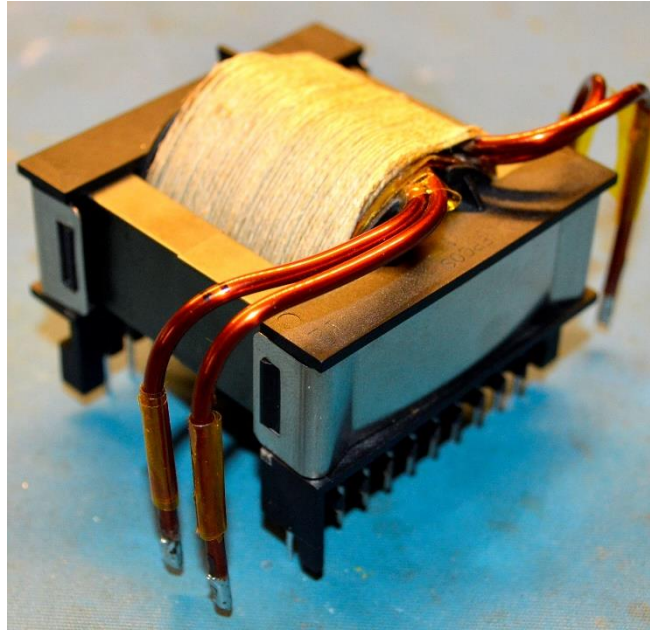
Pred realizáciou impulzného transformátora je ešte potrebná kontrola využiteľnosti jadra. Hodnota prierezu okienka jadra vychádza podľa rovnice (2.32) nasledovne:  $S_{Ok(katalog)} = 823,7 \text{ mm}^2$ . Potom celkový prierez primárneho vinutia a sekundárneho vinutia bez izolácie bude:

$$S_{celk} = 2 \cdot 2 \cdot 21,6 \cdot N_1 + 2 \cdot 2 \cdot 0,33 \cdot N_2 = 86,4 \cdot 2 + 1,32 \cdot 69 = 264 \text{ mm}^2 \quad (2.69)$$

A hodnota využiteľnosti vychádza na:

$$\eta_{Tr1} = \frac{S_{celk}}{S_{Ok(katalog)} \cdot k_p} = \frac{264}{823,7 \cdot 0,5} = 64 \% \quad (2.70)$$

Z výslednej hodnoty využiteľnosti impulzného transformátora (2.70) vyplýva, že pred realizáciou tohto transformátora by bolo nutné pristúpiť k ďalšiemu optimalizovaniu prierezov vodičov primárneho a sekundárneho vinutia. Pre prípad, keby kvôli vzniknutej nadmernej parazitnej kapacite alebo rozptylovej indukčnosti bolo potrebné dodatočne zvýšiť šírku izolácie medzi vinutiami. Zrealizovaný transformátor *Tr1* je znázornený na Obr. 16.



**Obr. 16: Impulzný transformátor**

Po výbere a zrealizovaní transformátora  $Tr1$  je možné sa vrátiť k dimenzovaniu demagnetizačných diód  $D5$  a  $D6$ , ktoré sú znázornené na Obr. 9. V prvom kroku je nutné vypočítať maximálnu hodnotu magnetizačného prúdu  $I_{\mu-max}$ , pričom maximálna hodnota striedy môže byť  $s_{Max} = 0,5$ .

$$I_{\mu-max} = \frac{(B_{max} - B_0) \cdot l_{fe}}{N_1 \cdot \mu_0 \cdot \mu_{N87}} = \frac{(0,35 - 0,2) \cdot 127 \times 10^{-6}}{2 \cdot 4\pi \times 10^{-7} \cdot 1600} = 4,65 \text{ A} \quad (2.71)$$

Hodnota magnetizačného a demagnetizačného prúdu je rovnaká. Cez uvedené diódy počas doby, keď sú výkonové tranzistory  $S5$  a  $S6$  vypnuté tečie demagnetizačný prúd, vďaka čomu sa transformátor demagnetizuje. Dimenzovanie diód prebieha podľa [4] nasledovne:

$$I_{D5,D6} = I_{\mu-max} = 4,65 \text{ A} \quad (2.72)$$

$$I_{str-D5,D6} = I_{\mu-max} \cdot \frac{s_{prac}}{2} = 1,1 \text{ A} \quad (2.73)$$

$$I_{ef-D5,D6} = \sqrt{\frac{s_{prac}}{2}} = 2,3 \text{ A} \quad (2.74)$$

$$V_{D5,D6} = V_{bat-max} = 13,2 \text{ V} \quad (2.75)$$

Na základe týchto hodnôt sa zvolili demagnetizačné diódy typu **MBRF30H100** od firmy ON Semiconductor. Medzné parametre týchto diód sú uvedené v Tab. 8.

**Tab. 8: Medzné parametre demagnetizačných diód D5-D6**

Parametre			MBRF30H100
Úbytok napätia na dióde	$V_F$	[V]	0,93
Maximálne záverné napätie	$V_{RRM}$	[V]	100
Impulzný prúd	$I_{FM}$	[A]	30

### 2.3.4 Návrh budiča

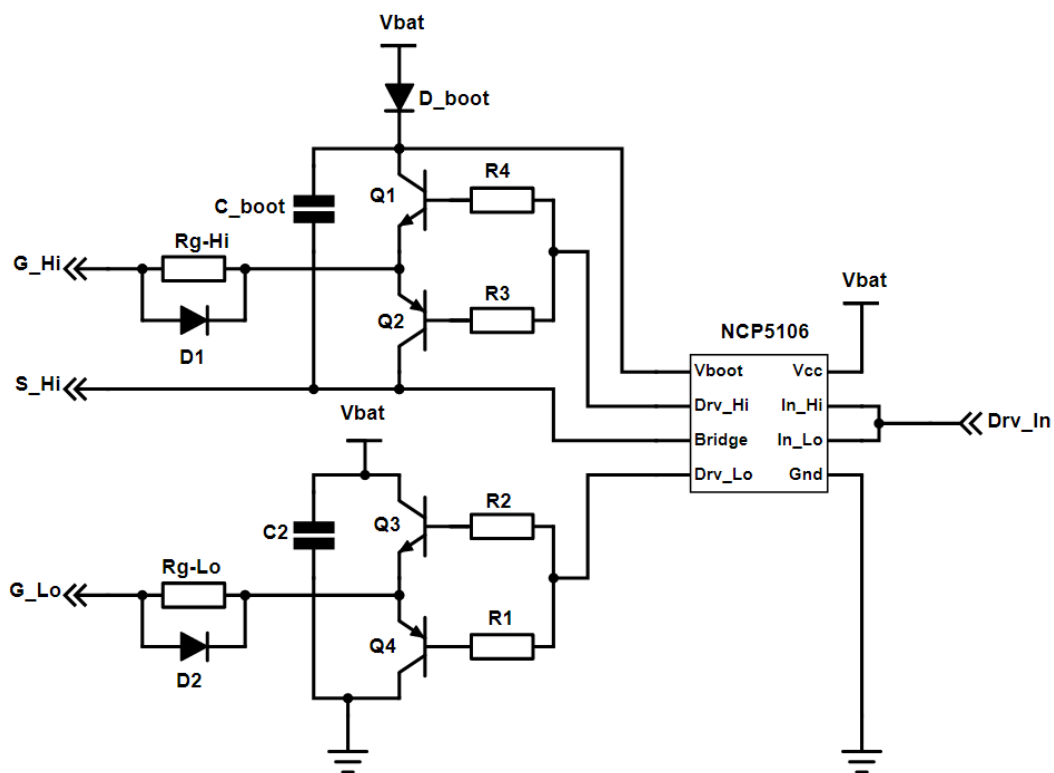
Schéma budiča pre jednočinný menič je znázornená na Obr. 17. Zapojenie sa skladá z integrovaného obvodu typu **NCP5106A** od firmy ON Semiconductor a z dvoch externých push-pull stupňov, ktoré zaručujú spoľahlivé spínanie výkonových tranzistorov S5-S6 v H-moste jednočinného meniča Obr. 9. Externé push-pull stupne používame z dôvodu, že obvod NCP5106A nedokáže dodať dostatočne vysoký prúdový impulz pre zapnutie požitých výkonových tranzistorov. Medzné parametre IO sú znázornené v Tab. 9.

**Tab. 9: Medzné parametre obvodu NCP5106A [14]**

Parametre			NCP5106A
Napájacie napätie	$V_{cc}$	[V]	-0,3 do 20
Výstupný prúd na H_side	$I_{H-side}$	[mA]	250
Výstupný prúd na L_side	$I_{L-side}$	[mA]	500
Prahové napätie podpäťovej ochrany	$V_{cc-stup}$	[V]	9,9

### Popis funkcie:

Na vstup  $Drv\_In$  prichádzajú napäťové impulzy z predchádzajúceho PWM regulátora, ktorého funkcia bude popísaná nižšie. Tieto impulzy sú následne napäťovo a časovo upravené pomocou integrovaného obvodu NCP5106A, aby dokázali spínať bez fázového posunu. Na to, aby tento budič bol schopný zapnúť aj horný výkonový N-kanálový tranzistor v jednočinnom meniči použijeme Bootstrap technológiu. Znamená to, že použijeme jeden kondenzátor  $C\_boot$ , zapojený medzi piny  $Vboot$  a  $Bridge$  IO a jednu diódu  $D\_boot$ . Pri oboch vypnutých výkonových tranzistoroch sa cez diódu  $D\_boot$  nabije kondenzátor  $C\_boot$  na hodnotu  $V_{bat} - V_{D\_boot}$ , a následne sa počas doby súhlasného zapnutia oboch výkonových tranzistorov sa kondenzátor stáva zdrojom energie. Tým pádom sa pri dostatočne veľkom napäťovom a prúdovom impulze umožní zapnutie horného tranzistora cez NPN tranzistor  $Q1$  a brzdný odpor  $Rg-Hi$ . Rýchle vypnutie výkonových tranzistorov zaručujú diódy  $D1$  a  $D2$  a PNP tranzistory  $Q2$  a  $Q4$  umiestnené v Push-pull stupni.



**Obr. 17:** Schéma budiča pre jednočinný menič

Po objasnení funkcie budiaceho obvodu je možné pristúpiť k dimenzovaniu a k výbere jednotlivých súčiastok. Najprv je ale potrebné určiť maximálny špičkový prúd, tečúci do hradíel výkonových tranzistorov. Treba ale brať do úvahy, že tranzistory  $S5$  a  $S6$ , znázornené na Obr. 9 sú vo výslednej schéme Príloha 1 zdvojnásobené, ako to bolo popísané aj pri ich dimenzovaní v kapitole 2.3.2:

$$I_{g-max} = \frac{2 \cdot Q_{G(TOT)}}{(t_{d(on)} + t_r)} = \frac{2 \cdot 180 \times 10^{-6}}{(27 \times 10^{-6} + 117 \times 10^{-6})} = 2,5 \text{ A} \quad (2.76)$$

Následne sa musí skontrolovať, či pri minimálnej dobe zapnutia výkonového tranzistora, t.j. pri  $duty - cycle = 1\%$  sa stihne daný tranzistor zapnúť. Doba vyhradená na zapnutie tranzistora pri  $duty - cycle = 1\%$  bude:

$$t_{\min\_duty-1\%} = \frac{1}{f_{jednočinný}} \cdot 1\% = \frac{1}{65 \times 10^3} \cdot 1\% = 154 \text{ ns} \quad (2.77)$$

Potom doba potrebná na zapnutie tranzistora je:

$$t_{on} = t_{d(on)} + t_r = 144 \text{ ns} \quad (2.78)$$

Z rovníc (2.77) a (2.78) vyplýva, že aj pri  $duty - cycle = 1\%$  sa stihne tranzistor spoľahlivo zapnúť.

Teraz je možné pokračovať s výpočtom brzdnych odporov  $R_g - Hi$  a  $R_g - Lo$ :

$$R_g - Hi = \frac{V_{bat}}{I_g} - \frac{r_g}{2} = \frac{12}{2,5} - \frac{2,5}{2} = 3,6 \Omega \quad (2.79)$$

-kde  $r_g$  je vnútorný odpor hradla výkonového tranzistora.

Stredný prúd tečúci do hradiel dvoch paralelne zapojených výkonových tranzistorov bude:

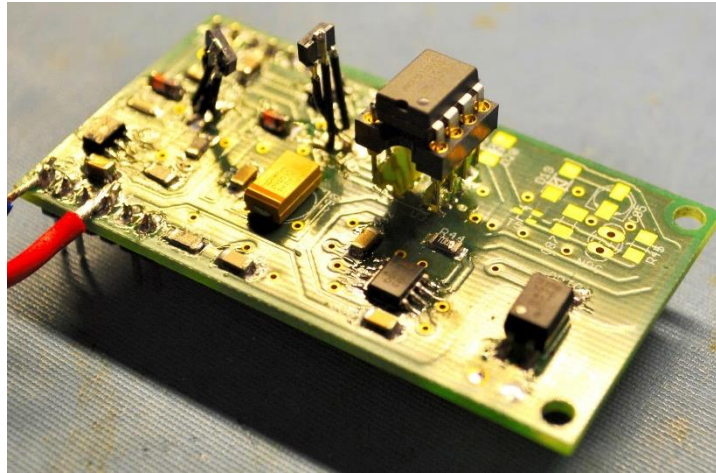
$$I_{str-G} = I_g \cdot t_{on} \cdot f_{jednočinný} = 2,5 \cdot 144 \times 10^{-9} \cdot 65 \times 10^3 = 23,4 \text{ mA} \quad (2.80)$$

Na základe týchto hodnôt boli vybrané nasledovné tranzistory pre push-pull stupeň uvedené v Tab. 10.

**Tab. 10: Medzné parametre push-pull tranzistorov**

Parametre		<i>NPN-2SCR542P</i>	<i>PNP-2SAR542D</i>
Napätie kolektor-emitter	$V_{(CE)}$ [V]	30	-30
Kolektorový prúd	$I_D$ [A]	5	-5
Kolektorový impulzný prúd	$I_{DP}$ [A]	10	-10
Napätie emitter-báza	$V_{EB}$ [V]	6	-6
Saturačné napätie	$V_{ce(sat)}$ [V]	0,4	-0,4
Stratový výkon	$P_D$ [W]	0,5	1

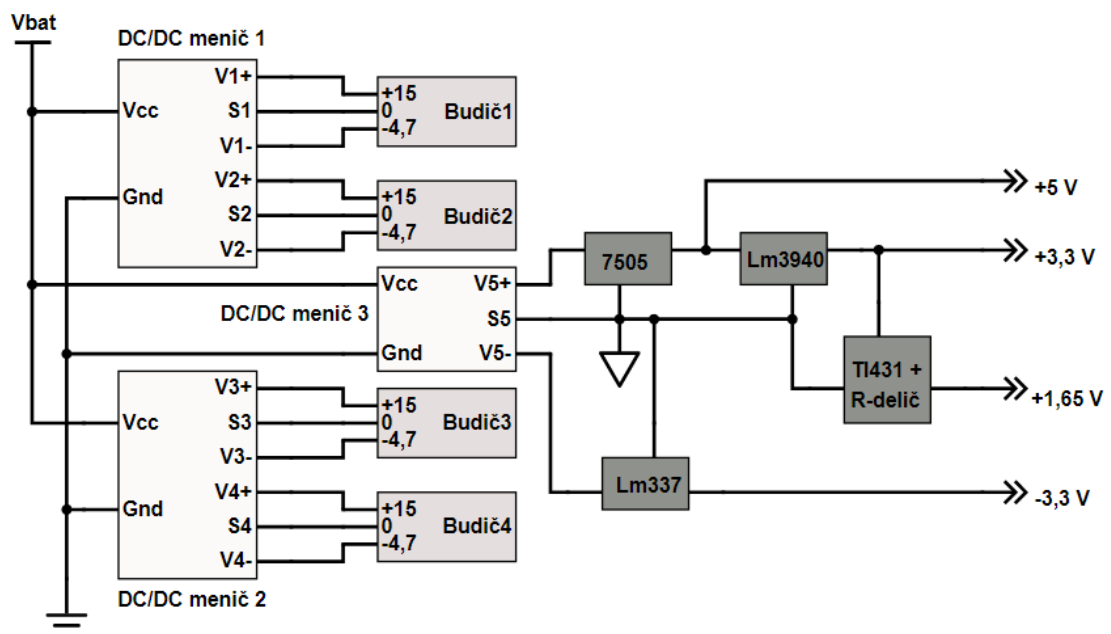
Hotová zrealizovaná DPS budiča pre jednočinný menič je znázornená na Obr. 18. Ostatné použité súčiastky sú uvedené v Príloha 6, presnejšie v súpiske súčiastok na konci práce.



Obr. 18: DPS budiča pre jednočinný menič

## 2.4 Pomocný oddeľovací zdroj

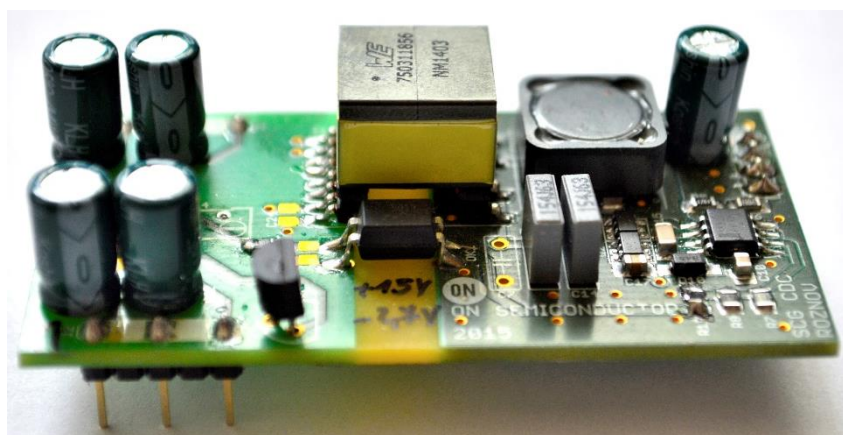
Ako pomocný oddeľovací a napájací zdroj DC / DC bol zvolený zvyšujúci menič, ovládaný integrovaným obvodom **NCP1392D**. Tento zdroj bol už dopredu zhotovený vo forme, ako je to znázornené na Obr. 19 firmou ON Semiconductor. Obvod má dva symetrické výstupy, ktoré sú galvanicky oddelené od vstupu a zároveň aj od seba. Aby bolo možné zabezpečiť napájanie všetkých potrebných ovládacích jednotiek v celom meniči, z týchto dopredu pripravených zdrojov je potrebné použiť až tri kusy.



Obr. 19: Blokovaná schéma oddeľovacieho zdroja



Dva zdroje sú vyhradené na napájanie štyroch budičov pre T-type menič. Napájajú budiče s kladným napätím  $+15\text{ V}$  a so záporným  $-4,7\text{ V}$  (zrýchlené vypínanie výkonového tranzistora). Tretí zdroj vytvára napájacie napätia  $+5\text{ V}$  pre integrované obvody **ACS712** vykonávajúce snímanie vetvových prúdov T-type meniča. Ďalej napájacie napätie  $\pm 3,3\text{ V}$ , ktoré sa používa pri operačných zosilovačoch. Z tohto uzlu ( $+3,3\text{ V}$ ) je napájaný aj Mikrokontroler, ktorý zabezpečuje ovládanie celého meniča. Posledné používané napätie je  $+1,65\text{ V}$ , a slúži ako referenčné napätie pri snímaní a upravovaní vetvových napätí a zároveň aj výstupného napätia. Konfiguráciu jednotlivých zdrojov a ich výstupné napätia zhromažďuje bloková schéma Obr. 20. Všetky vyššie uvedené bloky budú podrobnejšie popísané v nasledujúcej kapitole.



**Obr. 20:** DPS oddeľovacieho zdroja

## 3 REGULÁCIA

V tejto kapitole bude popísaná regulácia celého meniča (jednočinný + T-type) a obvody úzko súvisiace s ním, t. j. obvod snímania vetvových prúdov, napäťové deliče snímajúce aktuálne napätia na vetvách T-type meniča a operačné zosilňovače slúžiace na úpravu snímaných signálov.

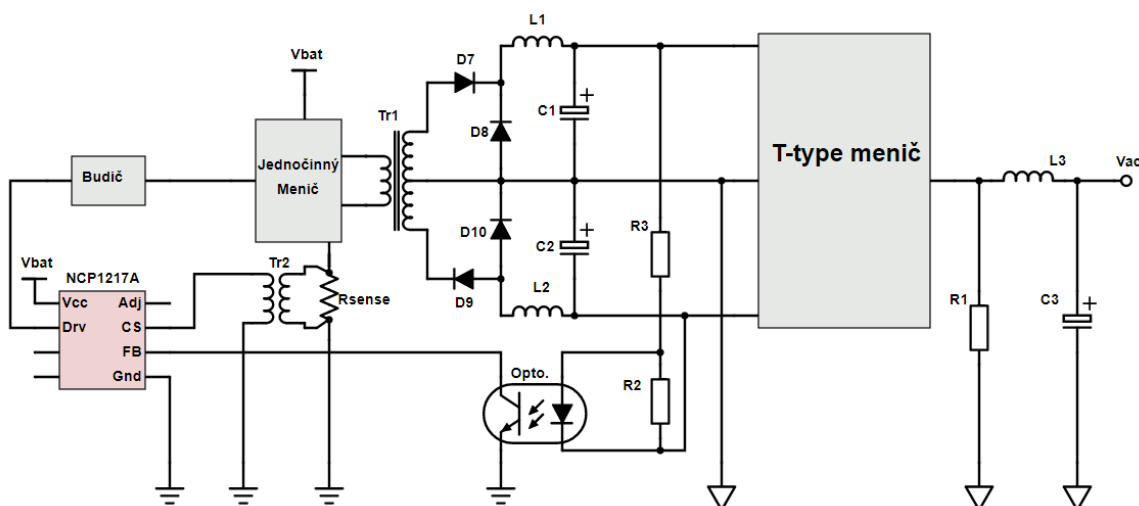
### 3.1 Jednočinný menič

V prvom rade sa zameriame na reguláciu jednočinného meniča, ktorý zabezpečuje obvod **NCP1217A** od firmy ON Semiconductor [14]. Obvod pre reguláciu využíva široko modulované napäťové impulzy (PWM), pomocou ktorých reguluje výstupné symetrické napätie jednočinného meniča  $V_{p-sym} = 170 V$ . Ďalšie dôležité parametre obvodu sú nasledovné:

- napäťová a prúdová spätná väzba
- limitované Duty-Cycle do 50 %
- tepelná ochrana (s automatickým vypínaním riadiacich impulzov)
- podpäťová ochrana
- nízka spotreba v pohotovostnom režime
- nastaviteľný režim spínania v závislosti od zaťaženia

#### Popis funkcie:

Pomocou zjednodušenej schémy Obr. 21. je možné vysvetliť princíp regulácie jednočinného meniča.



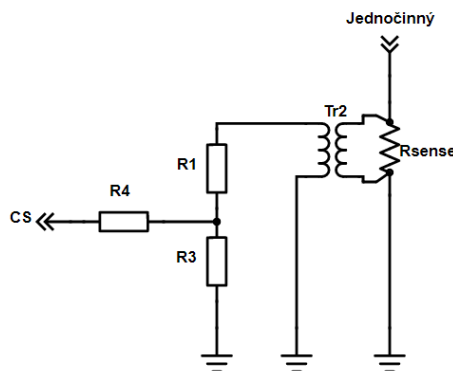
Obr. 21: Zapojenie obvodu NCP1217A

Po dosiahnutí dostatočne vysokej hodnoty napätia  $V_{bat}$  (*min* 12,8 V) na vstupe  $V_{cc}$  obvod začne posielat' impulzy na  $Drv$  výstup s frekvenciou 65 kHz. V prípade, ak je menič v stave bez zaťaženia, príp. nízkeho zaťaženia na jeho výstupe sa zvýši napätie. Výstupné napätie je snímané pomocou odporového deliča  $R2$  a  $R3$ , ktorý pri tomto stave

začne otvárať tranzistor umiestnený v optočlene. Dôsledkom toho je, že na pine *FB* poklesne napätie z ustálenej hodnoty 3,2 V (rozpojený *FB* 4,2 V) až na 1,1 V a nižšie. Pri poklese napätia pod úroveň 1,1 V sa obvod dostane do Skip-modu, v ktorom sa zredukuje počet riadiacich impulzov na pine *Drv*. Týmto je zabezpečená napäťová spätná väzba. Prúdová spätná väzba je vytvorená pomocou odporu *Rsense*, ktorý je pripojený na vetvu s dolným spínačom v jednočinnom meniči. Na tomto odpore vzniknutý napäťový pokles je snímaný transformátorom *Tr2*, a upravený na vhodnú hodnotu pre vstupný pin *CS*. Prostredníctvom tejto spätnej väzby sú regulované Duty-Cycle spínania, ktorých maximálna hodnota môže dosahovať 50 %. Navyše cez túto spätnú väzbu je zabezpečená aj nadprúdová ochrana jednočinného meniča. Vstupný pin *Adj*. slúži na tepelnú ochranu, ale v našom prípade táto ochrana nebola použitá.

### 3.1.1 Výber odporu *Rsense* a transformátora *Tr2*

Pri dimenzovaní odporu *Rsense* sa vychádza z faktu, že pri maximálnom výkone tečie cez primárne vinutie transformátora *Tr1* prúd  $I_{max-prim} = 120 \text{ A}$ . Tento prúd by mal vyvolať pokles napätia na odpore *Rsense* 0,7 V pre správnu funkciu prúdovej spätnej väzby. Pri takejto konfigurácii by odpor mal byť dimenzovaný na výkon 84 W. Z tohto dôvodu sa ako medzistupeň použije transformátor *Tr1* a odporový delič Obr. 22.



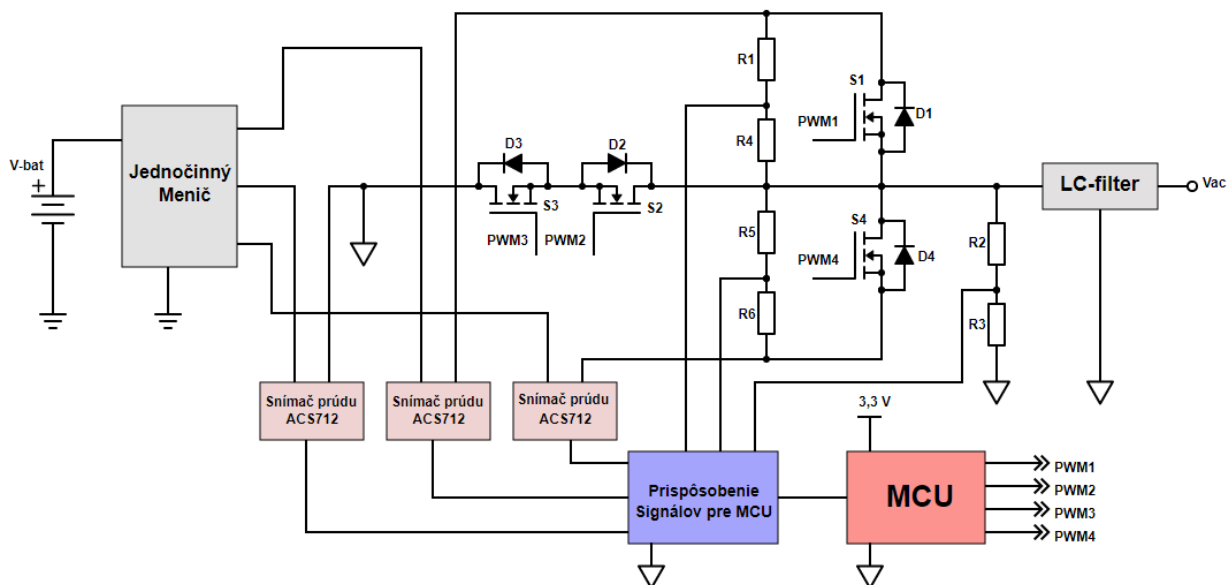
Obr. 22: Delič pre *Isense*

Súčiastka pre snímanie prúdu sa zvolil výkonový snímací odpor **LRMAP3920B** s hodnotou odporu 0,5 mΩ a s výkonom 5 W. A ako transformátor *Tr1*, zabezpečujúci vhodnú napäťovú úroveň bol vybraný typ **CU895-ALD** s pomerom 1:100 od firmy Coilcraft. Hodnoty ďalších súčiastok sú znázornené v Príloha 2 / Schéma.

## 3.2 T-type menič

Regulovanie T-type meniča prebieha pomocou mikrokontrolléra **Arduino DUE**. Je to vývojová doska založená na 32bitovom procesore **Atmel SAM3X8E ARM Cortex-M3**. Procesor a aj ostatné periférie sú napájané s napätím 3,3 V. Maximálna frekvencia, ktorou procesor dokáže bežať je 84 MHz. Doska má 54 I/O pinov, z ktorých 12 je možné používať ako PWM výstupy, 12 ako analógové výstupy a ďalšie ako digitálne výstupy, ktoré slúžia aj na komunikáciu.

Pre regulovanie T-type meniča je nutné poznať aktuálne hodnoty prúdov v jednotlivých vetvách. Na snímanie prúdu slúžia obvody **ACS712** pracujúce podľa princípu Hallovho javu, popísané v kapitole 3.2.1. Vedľa zmienených prúdov je potrebné zabezpečiť snímanie napätí v daných miestach, a to pomocou napäťových deličov. Uzly, v ktorých prebieha snímanie zmienených veličín sú znázornené na Obr. 23.

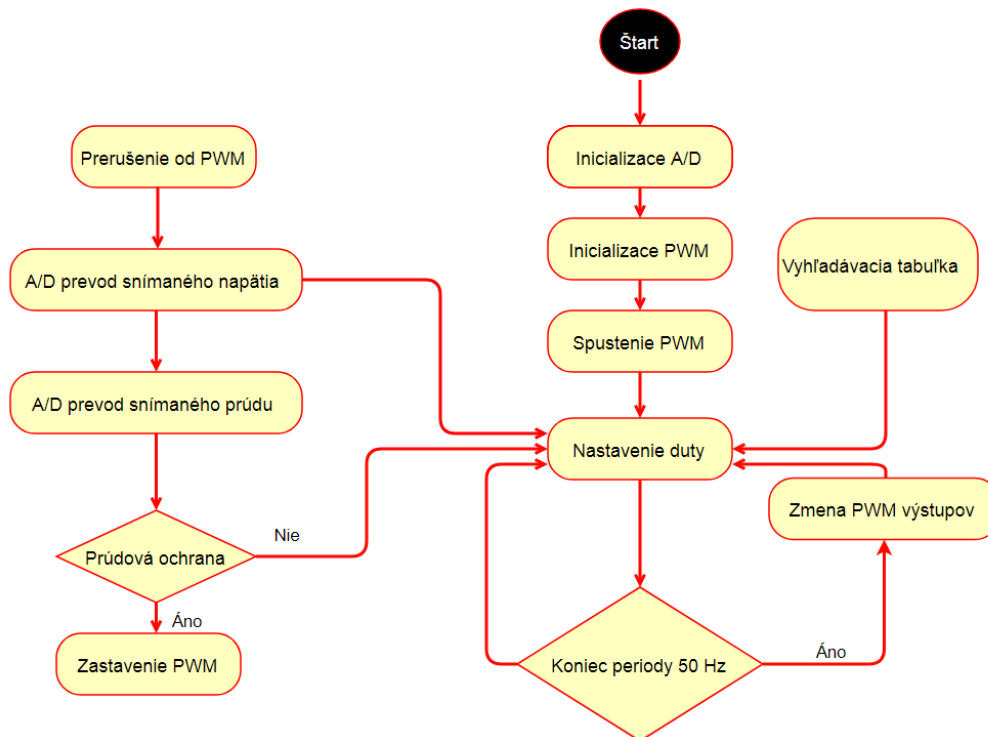


**Obr. 23: Princíp snímanie napätí a prúdov v T-type meniči**

Aby bol Mikrokontrollér schopný previesť analógový signál na digitálny a následne s ním vykonávať potrebné tranzakcie, musia byť jednotlivé signály prispôsobené na vstup A/D prevodníka. Jedná sa o prispôsobenie napäťové, a to konkrétne na úroveň 0-3,3 V. Tento úkon zrealizuje blok *Prispôsobenie Signálov pre MCU*.

Ovládanie T-type meniča bude prebiehať podľa vývojového algoritmu Obr. 24. Pred vlastným generovaním spínacích impulzov PWM sa musia použité periférie inicializovať pre konkrétnu aplikáciu. V našom prípade je nutné inicializovať modul PWM, použité vstupy a výstupy, A/D prevod, časovače, a priority jednotlivých prerušení. Po prebehnutí inicializácie, a pri každom reštarte meniča sa spustí hlavný program, ktorý sa opakuje v nekonečnej časovej slučke. Hlavný program sa začína spustením nainicializovaného PWM modulu, ktorý na predom zvolené výstupné piny začne posielat' PWM signál, čím ovláda jednotlivé výkonové tranzistory v T-type meniči. Priebeh týchto ovládacích impulzov je zreteľný na Obr. 8, alebo Obr. 32 z kapitoly 4.

Pri každom impulze PWM signálu program skočí do prerušenia, kde vykoná prevod analógových signálov, získaných od snímačov napätí a prúdov. V prípade, ak aktuálne napätie na výstupe meniča neodpovedá žiadnemu napätiu, program, na základe uložených hodnôt vo vyhľadávacej tabuľke zmení triedu (Duty Cycle). Počas prerušenia sa taktiež zistí, či menič nie je preťažený, t. j. či cez neho netečú príliš vysoké prúdy. Ak áno, tak zareaguje prúdová ochrana a ovládacie impulzy sa zastavia. Ak nie, program pokračuje v generovaní PWM impulzov podľa pravidelne meniacej sa triedy z vyhľadávacej tabuľky. V tejto tabuľke je uložených 300 hodnôt, ktoré popisujú zmenu triedy v jednej

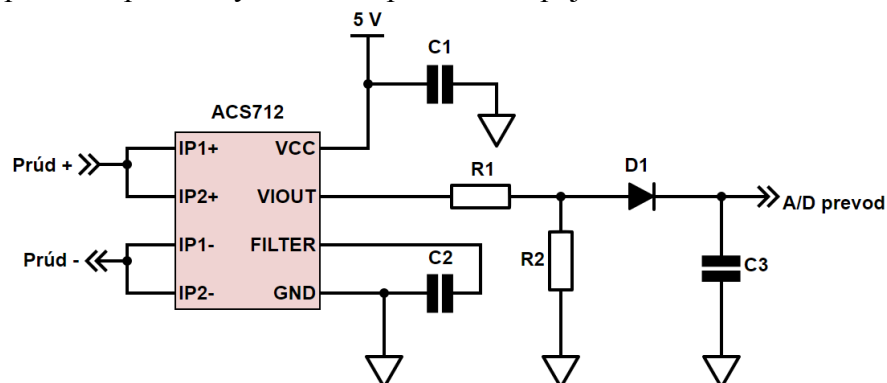


**Obr. 24:** Vývojový diagram algoritmu ovládania T-type meniča

polperióde sínusového signálu. Ako je to znázornené aj na Obr. 8, v prvej polperióde sa posielajú PWM signály len na tranzistory *S1* a *S2*, po uplynutí polperiódy výstupy prepnú na ďalší pár, t. j. *S3* a *S4*, a program začne odznova brať hodnoty z vyhľadávacej tabuľky.

### 3.2.1 Snímač prúdu ACS712

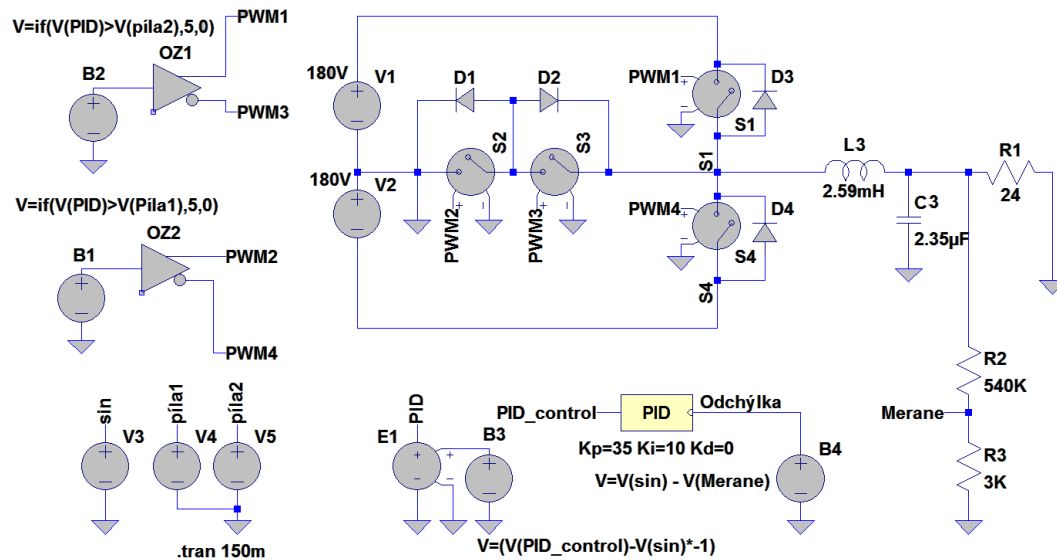
Tento integrovaný obvod zabezpečuje jednoduché snímanie prúdov na základe Hallovoho javu. Na svojom výstupe *VIOUT* generuje elektrické napätie prostredníctvom elektrického a magnetického poľa, ktoré vytvárajú elektrický prúd prechádzajúci cez piny *Prúd+* a *Prúd-*. Toto napätie je potrebné prepočítať na prúd pomocou konštanty, ktorú udáva výrobca v dokumentácii, spolu s ďalšími parametrami. Obvod je schopný merať jednosmerný, ako aj striedavý prúd. Tým pádom, pri nulovom vstupnom prúde bude mať obvod na svojom výstupe polovičnú hodnotu napájacieho napätia. Aby bol tento obvod kompatibilný s A/D prevodníkom mikrokontrolléra, ktorý má rozsah vstupného napätia 0-3 V, je potrebné použiť výrobcom odporúčané zapojenie Obr. 25.



**Obr. 25:** Obvod pre snímanie prúdu

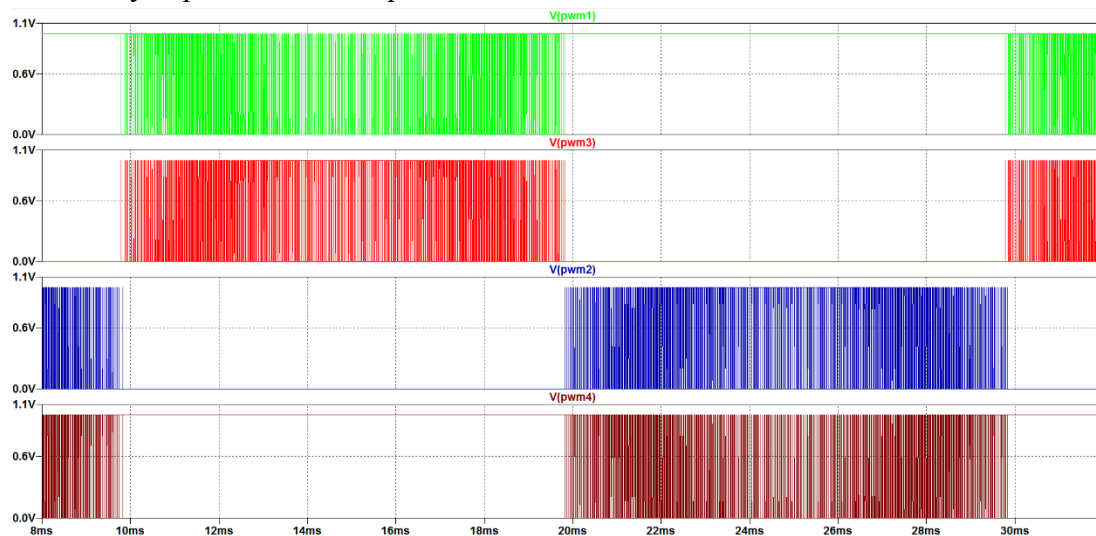
## 4 SIMULÁCIA MENIČA

Z dôvodu kontroly vypočítaných hodnôt z kapitoly 2.2.1 bolo namodelované simulačné zapojenie T-type meniča v programe LTspice. Jednotlivé tranzistory sú reprezentované, ako jednoduché spínače a použité diódy sú ideálne, aby ovládanie meniča bolo jednoduchšie. V zapnutom stave odpor spínačov zodpovedá odporu použitých tranzistorov. Schéma zapojenia je na Obr. 26.



Obr. 26: Simulačná schéma T-type meniča

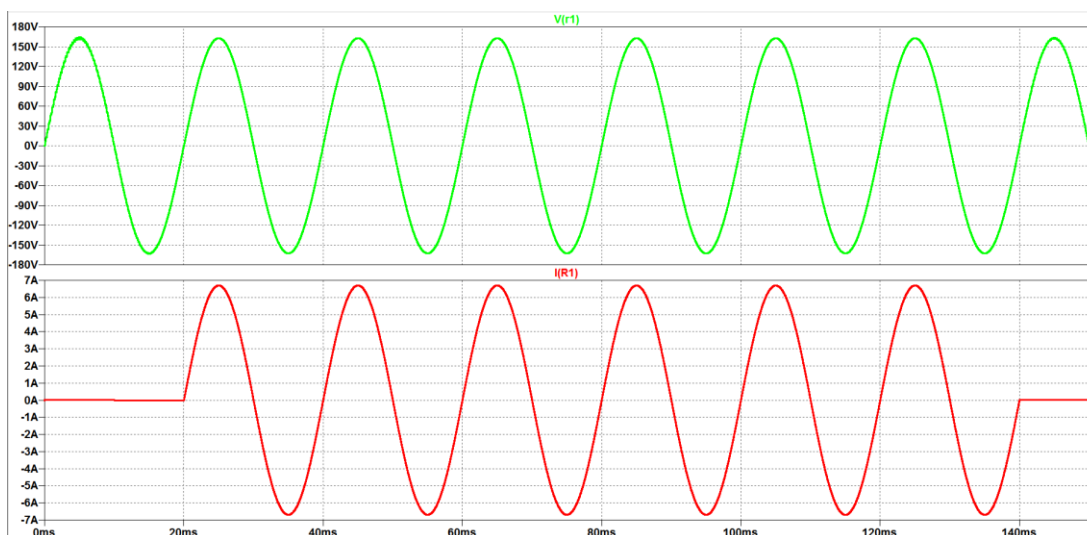
Ovládacie signály spínačov so šírkoovo modulovanými impulzmi PWM, vytvárajú behaviorálne zdroje *B1* a *B2*. Tieto zdroje porovnávajú vysokofrekvenčnú pílu (30 kHz) s regulátorom upraveným sínusovým signálom (50 Hz). Vzniknuté ovládacie impulzy sú znázornené na Obr. 27. Tieto signály spínajú dané spínače *S1-S4* a vytvárajú pomocou LC filtra výstupné sínusové napätie.



Obr. 27: Ovládacie impulzy PWM pre T-type menič

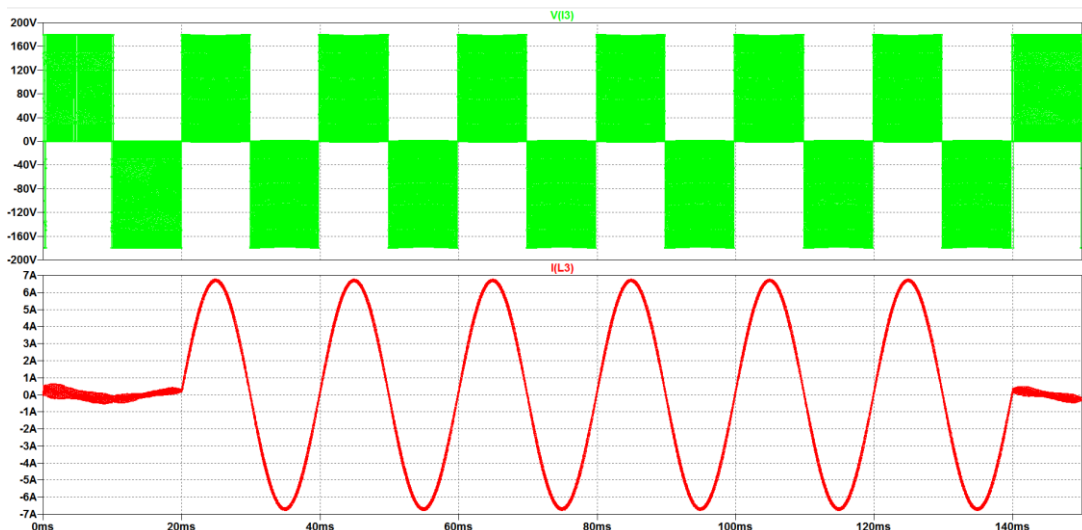
Reguláciu zabezpečuje blok PID, do ktorého vstupuje odchýlka z meranej a žiaducej hodnoty výstupného napätia. Následne výstup z PID bloku, t. j. akčná veličina zasahuje do komparovanej sínusovky s pílovitým signálom, čím zabezpečuje napäťovú spätnú väzbu daného systému.

Na úvod sa odsimulovalo správanie sa systému na pripojenú odporovú záťaž. Na Obr. 28 je zreteľný priebeh napätia a prúdu na odporovej záťaži  $24 \Omega$ . V ľavej časti priebehu vidíme hladký priebeh napätia naprázdno a skoro nulový prúd. V čase  $20 \text{ ms}$  sa na výstup meniča pripojila odporová záťaž. Prúd na odpore okamžite narastá a preberie sínusový tvar napätia. V čase  $140 \text{ ms}$  je záťaž odpojená.



**Obr. 28: Výstup meniča pri odporovej záťaži  $24 \Omega$  (U a I na záťaži)**

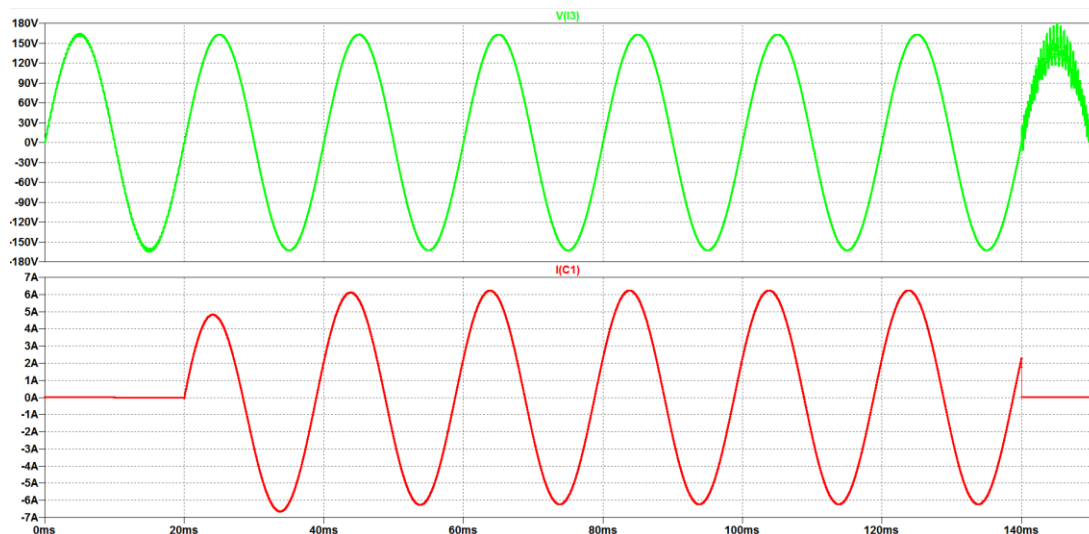
Pri ďalšom priebehu Obr. 29., s rovnakými parametrami môžeme vidieť priebeh napätia a prúdu na tlmivke  $L3$ . Napätie v tomto bode má obdĺžnikový priebeh s frekvenciou  $50 \text{ Hz}$ , a so spínacím kmitočtom  $30 \text{ kHz}$ . Na prúdovom priebehu, pred pripojením záťaže si môžeme všimnúť zvlnenie prúdu.



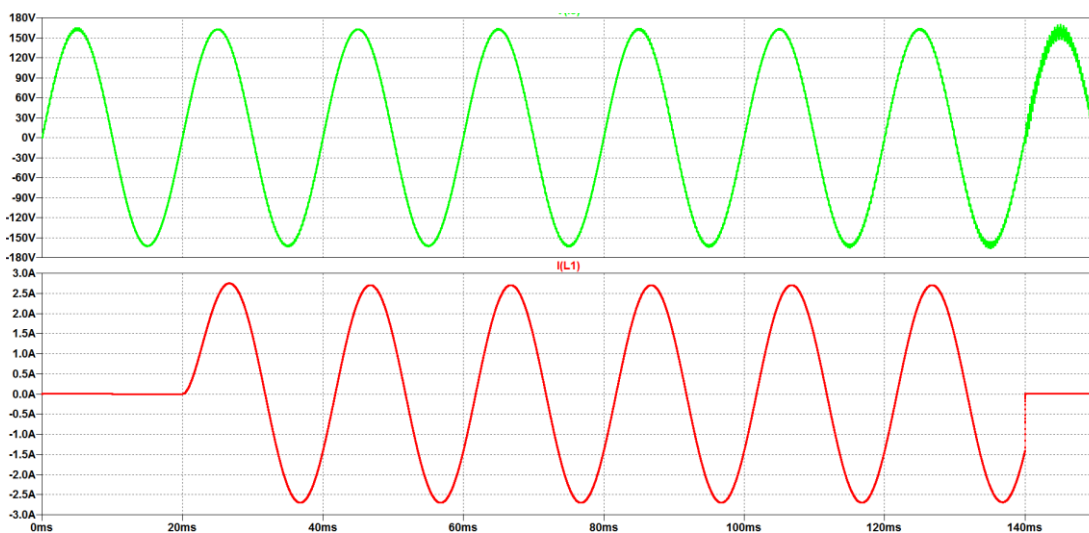
**Obr. 29: Výstup meniča pri odporovej záťaži  $24 \Omega$  (U a I na tlmivke  $L3$ )**



Po analýze s odporovou záťažou bol menič vystavený aj k napájaniu kapacitnej a induktívnej záťaže. Na priebehoch Obr. 31 a Obr. 30 je zreteľné, že prúd pri induktívnej záťaži zaostáva za napätím, a pri kapacitnej záťaži presne naopak napätie zaostáva za prúdom .



**Obr. 31: Výstup meniča pri kapacitnej záťaži 330 µF**



**Obr. 30: Výstup meniča pri induktívnej záťaži 35 mH**

Simuláciou sa uistila aj správnosť nadimenzovaných polovodičov v kapitole 2.2.2, na základe Tab. 11.

**Tab. 11: Simulované hodnoty polovodičov v T-type meniči**

Namerané hodnoty prúdov		Namerané hodnoty naptí	
$I_{max,S1,S4}$ [A]	5,86	$U_{max,S1,S4}$ [V]	350
$I_{max,D1,D4}$ [A]	0,54	$U_{max,D1,D4}$ [V]	350
$I_{max,S2,S3}$ [A]	3,25	$U_{max,S2,S3}$ [V]	180
$I_{max,D2,D3}$ [A]	0,12	$U_{max,D2,D3}$ [V]	180



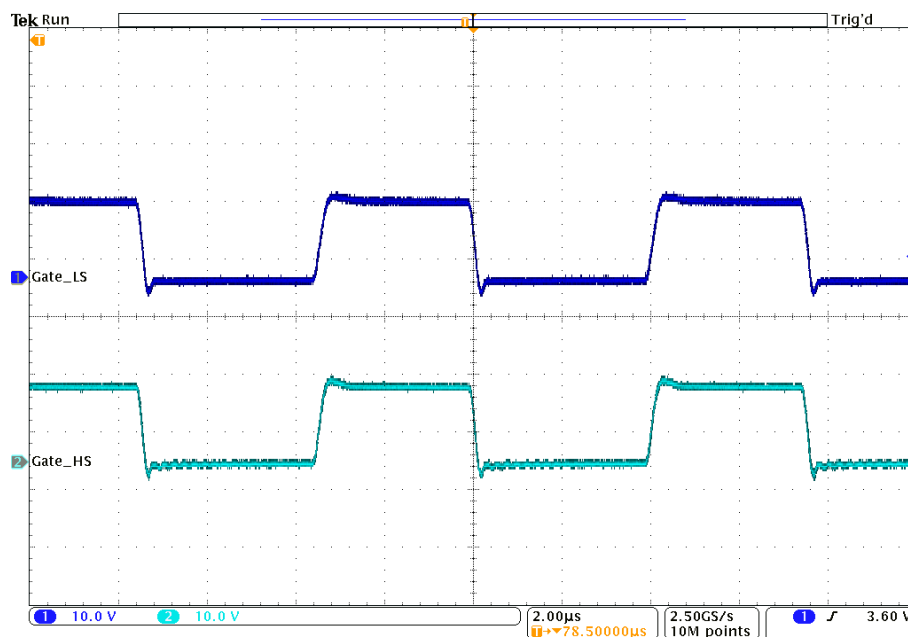
## 5 OŽIVENIE A ZÁZNAMY Z MERANIA

V tejto časti práce budú zobrazené najdôležitejšie priebehy veličín, ktoré sa zaznamenali počas oživovania jednotlivých častí meniča.

### 5.1 Podpät'ová ochrana

Najdôležitejšia časť celého meniča je podpät'ová ochrana, lebo bez dosiahnutia vhodnej úrovne napájacieho napätia  $V_{bat}$  zostane celý menič zablokovaný, teda bez činnosti. Podpät'ovú ochranu zabezpečuje integrovaný obvod NCP1217A, popísaný v kapitole 3.1. Po dosiahnutí vhodnej úrovne napájacieho napätia  $V_{bat} = 12,8 V$  sa na výstupoch budičov jednočinného meniča objavia riadiace impulzy. Tieto impulzy znázorňuje Obr. 32. Minimálne napätie, pri ktorom je obvod ešte schopný budiť tranzistory je  $V_{batmin} = 7,6 V$ . Po prekročení tejto hodnoty napájacieho napätia sa menič znovu dostane do stavu blokovania.

Na Obr. 32. sa nachádzajú priebehy budiacich signálov jednočinného meniča. Modrý priebeh, označený ako  $Gate_{LS}$ , znázorňuje budiaci signál spodného tranzistorového páru,  $Gate_{HS}$  odpovedá hornej časti. Priebehy sú v stave bez napájacieho napätia  $V_{bat}$ , t. j. tranzistory spínajú naprázdno. Z priebehov môžeme približne odčítať výšku riadiacich impulzov, ktorá je okolo 14 V. Toto napätie je dostačujúce na zapínanie



Obr. 32: Priebeh hradlových budiacich signálov jednočinného meniča

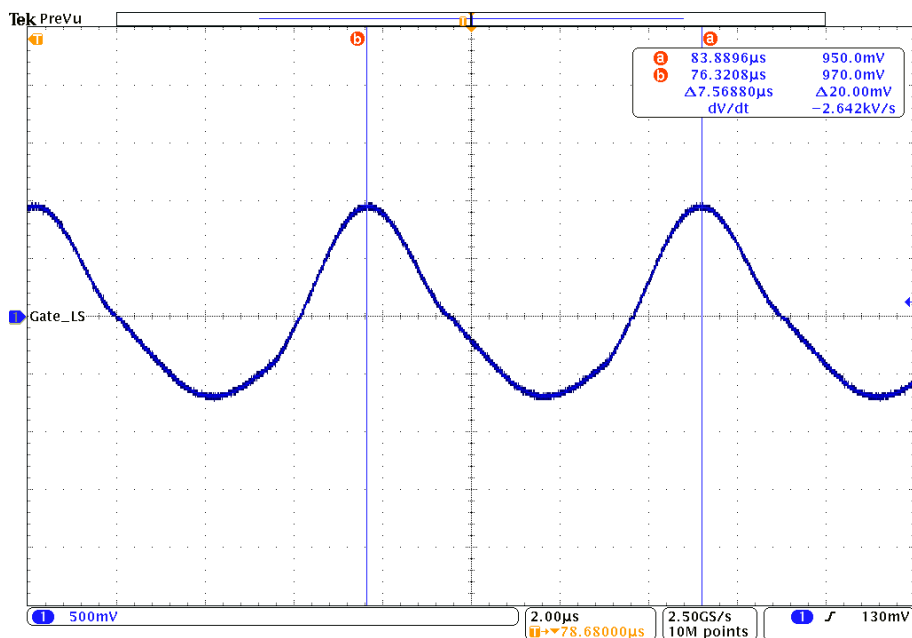
výkonových MOS tranzistorov. Ďalej je možné odčítať aj periódu impulzu, ktorá vychádza na  $T_{per} = 7,5 \mu s$ , následne aj šírku jedného impulzu  $T_{\xi} = 3,7 \mu s$ . Z týchto hodnôt maximálnu dosažiteľnú striedu jednočinného meniča zistíme nasledovne:

$$S_{MAX} = \frac{T_s}{T_{per}} = \frac{3,7}{7,5} = 0,49 \quad (2.81)$$

Táto hodnota striedy korešponduje s vypočítanou hodnotou z kapitoly 2.3.2.

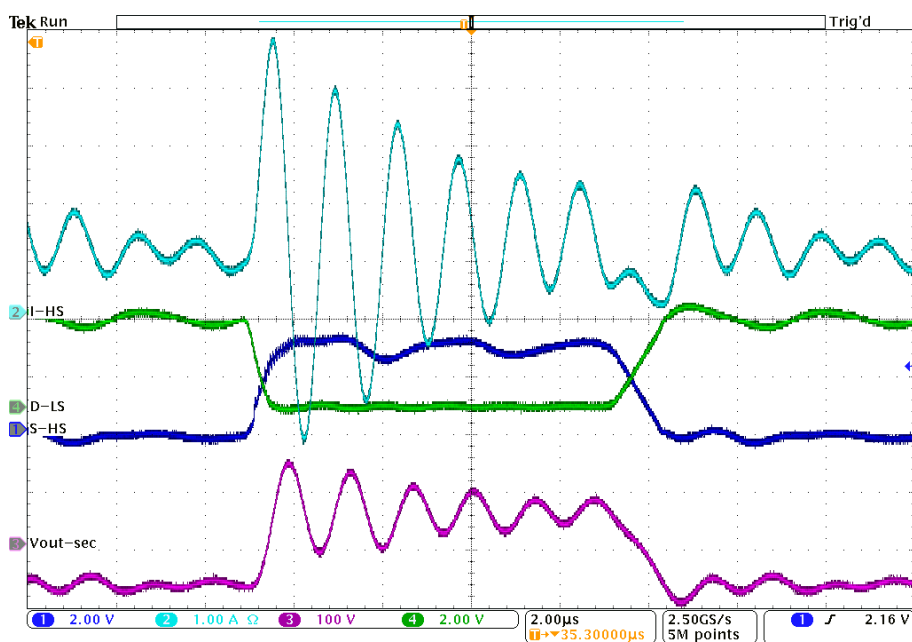
## 5.2 Impulzný transformátor

Impulzný transformátor bol prvýkrát navrhnutý na výstupne efektívneho napätia 230 V s transformačným pomerom 72, za účelom testovania. Postup výpočtu jednotlivých vinutí prebehol rovnako, ako je to popísané v kapitole 2.3.3. Počty závitov, pre primárne vinutie, vychádzali rovnako na 2 závitov, a sekundárne vinutie bolo navinuté zo 180-tich závitov. Pri testovaní tejto koncepcie sa na sekundárnom vinutí objavili príliš vysoké napät'ové špičky (nad 2000 V), ktoré následne viedli až k prerazeniu usmerňovacích diód D7-D10 z Obr. 9. Tieto vysoké napät'ové impulzy mohli byť zapríčinené medzizávitovým skratom na primárnom vinutí. To znamená, že pôvodný transformačný pomer sa mohol zmeniť z 72 na vyššiu hodnotu, čoho následkom je skrat. Preto sa návrh musel korigovať. Ešte pred rozobratím transformátora sa odmerali jeho parametre, ktoré sú znázornené v Tab. 12, v stĺpci *Pôvodný stav*. Z kmitočtovej charakteristiky sa zistilo, že daný transformátor má príliš nízku rezonančnú frekvenciu 22 kHz. A pri meraní jeho prevodu Obr. 33 sa odhalilo, že zle prenáša strmý obdĺžnikový signál. Z toho vyplýva, že v transformátore prevládajú vysoké parazitné kapacity.



Obr. 33: Priebeh výstupného napätia transformátora Tr1 pri vysokých parazitných kapacitách

Na nanovo navinutom transformátore sa zmenili počty závitov:  $N_1 = 2$  z a  $N_2 = 69$  z, čo zodpovedá výstupnému efektívnemu napätiu 120 V, a transformačnému pomeru 33,45. V tejto koncepcii boli jednotlivé vinutia tiež odizolované kaptonovou tepluodolnou páskou, ako v predchádzajúcom prípade. Situácia sa ale ani tu výrazne nezmenila. Po vložení transformátora do prevádzky sa odmerali na ňom nasledovné priebehy Obr. 34. Svetlomodrá krivka  $I_{HS}$  znázorňuje tečúci prúd cez primárne vinutie transformátora  $Tr1$ . Tmavomodrá a zelená krivka označujú priebehy napätí na *Source* a *Drain*, horného a spodného výkonového tranzistora, a priebeh ružovej krivky  $V_{out-sec}$  znázorňuje výstupné napätie na sekundárnom vinutí transformátora.



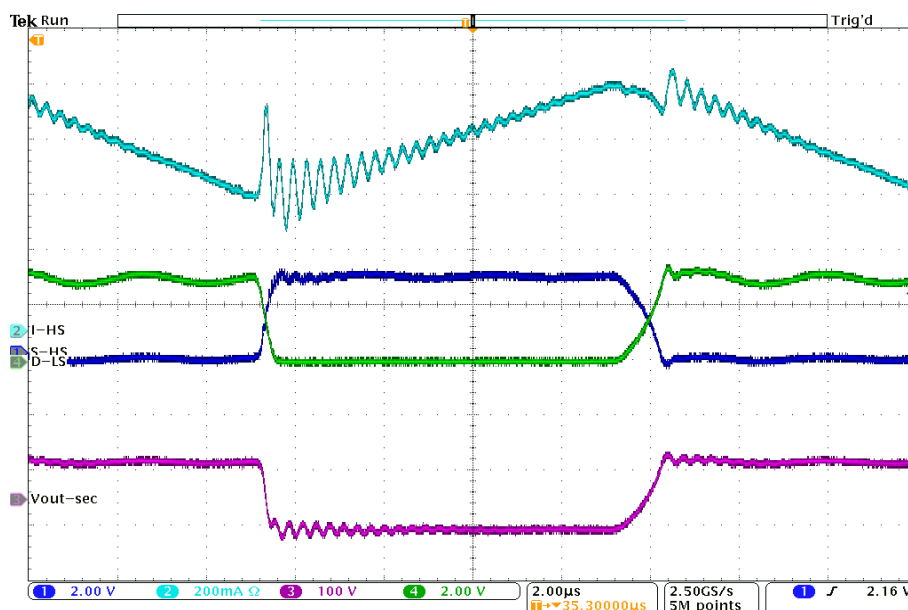
**Obr. 34: Priebehy na transformátore Tr1 po optimalizácii 1**

Z priebehu prúdu na primárnom vinutí jasne vidieť, že so znížením transformačného pomeru, a tým pádom aj so znížením výstupného napätia sa nepodarilo eliminovať následky vysokých parazitných kapacít. Ďalšie odmerané parametre transformátora  $Tr1$ , pri uvedenej koncepcii sú zhromaždené v Tab. 12, presnejšie v stĺpci *Optimalizácia 1*.

**Tab. 12: Namerané parametre transformátora Tr1**

Parametre	Pôvodný stav		Optimalizácia 1.		Optimalizácia 2.		Optimalizácia 3.	
	R [Ω]	L [mH]	R [Ω]	L [mH]	R [Ω]	L [mH]	R [Ω]	L [mH]
Primárne vinutie	0,0245	0,0625	0,0181	0,0532	0,0245	0,0344	0,0245	0,0344
Sekundárne vinutie 1.	61	233,7	5,6	18,4	5,6	18,4	6,5	2
Sekundárne vinutie 2.	65	239,1	5,6	17,8	5,6	18,8	6,5	2
Rezonančný kmitočet [kHz]	22,245		45,6		-		147,2	

V pokračovaní riešenia daného problému sa medzi jednotlivé vinutia primárnej cievky vložil štvorvrstvový transformátorový izolačný papier, hlavne kvôli potrebe znížiť parazitné kapacity. V dôsledku tejto zmeny sa podarilo znížiť hodnotu parazitných kapacít, a zvýšiť rezonančný kmitočet transformátora na  $45,6 \text{ kHz}$ . Aktuálne priebehy, znázornené na Obr. 35 potvrdzujú, že problém týkajúci sa parazitnej kapacity sa vyriešil, t. j. zákmity sa na daných priebehoch zmiernili. Z priebehov je možné spoznať magnetizačný a demagnetizačný prúd, tečuci cez transformátor (svetlomodrá krivka), priebehy napätí na *Source* a *Drain* horného a spodného výkonového tranzistora (tmavomodrá a zelená krivka) a výstupné napätia na primárnom vinutí transformátora (ružová krivka). Ďalšie odmerané parametre transformátora *Tr1*, pri tejto koncepcii, sú zhromaždené v Tab. 12, v stĺpci *Optimalizácia 2*.

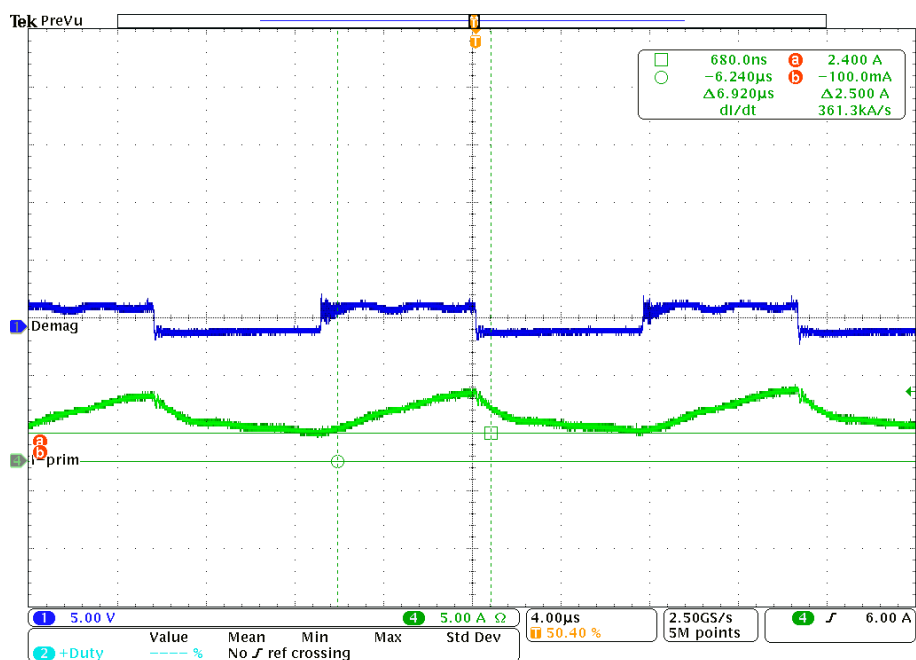


**Obr. 35: Priebehy na transformátore Tr1 po optimalizácii 2**

Približne po 10 minútovej prevádzke, pri takto zapojenom transformátore, v primárnom vinutí opätovne nastal medzizávitový skrat, to znamená, že jednočinný menič prestal pracovať. Kvôli tejto nehode sa transformátor musel znova rozobrať a previnúť. Bolo nutné zvýšiť izoláciu medzi vinutiami primárnej cievky transformátora. Na základe predošlých skúseností sa vložila sivejšia izolácia aj medzi vinutia sekundárnej cievky, a taktiež medzi vinutia primárnej a sekundárnej cievky. Ako izolačný materiál sa použila PET fólia. Nanovo odmerané parametre transformátora sú znázornené v Tab. 12, v stĺpci *optimalizácia 3*.

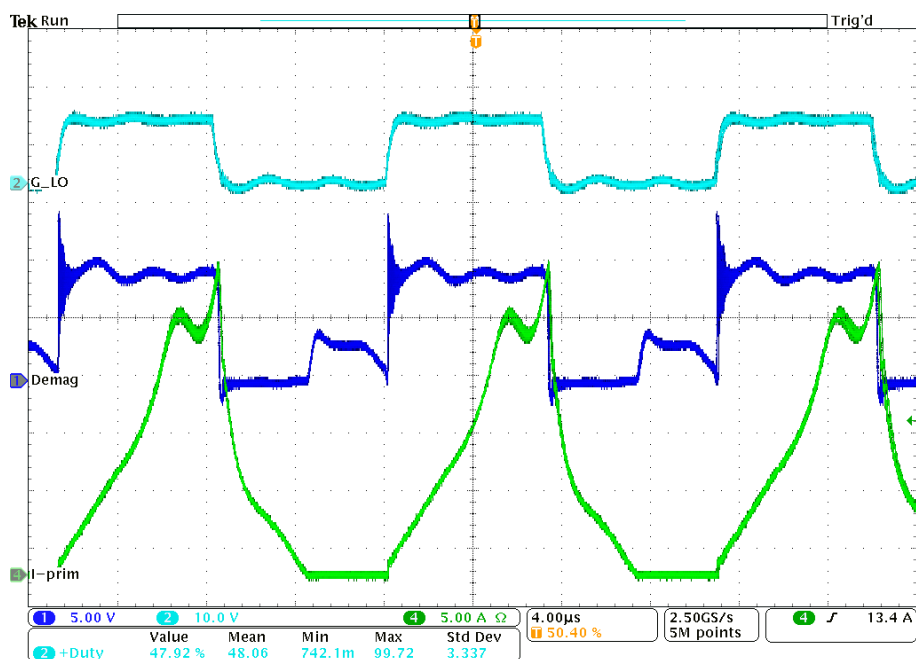
Po vykonaní vyššie uvedených zmien, transformátor fungoval podľa predstáv, jednočinný menič vykazoval na svojom výstupe usmernené a vyhľadene napätie  $\pm 182 \text{ V}$ , ale len v stave bez záťaženia. Bohužiaľ, pri testovaní pod záťažou transformátor vykazoval zlé výsledky. Nedokázal previesť väčší výkon ako  $50 \text{ W}$ , a jeho účinnosť sa pri takom výkone pohybovala len okolo hodnoty  $45 \%$ . Zistená hodnota je však absolútne neprijateľná pri tejto koncepcii meniča. Dôvodom vzniknutej závady je príliš vysoká hodnota striedy, ktorá zapríčiňuje presýtenie jadra transformátora.

Tento fakt, spolu s priebehom prúdu vidieť na Obr. 36, kde je zreteľná aj zložka jednosmerného prúdu s hodnotou 2,5 A pri demagnetizácii jadra transformátora.



**Obr. 36: Presýtené jadro transformátora**

Zaujímavé je, že po malej prestávke, pri opätovnom zahájení jednočinného meniča do prevádzky sa vzniknuté presýtenie eliminovalo, a menič na prvý pohľad fungoval dokonale. Tento stav znázorňuje Obr. 37.

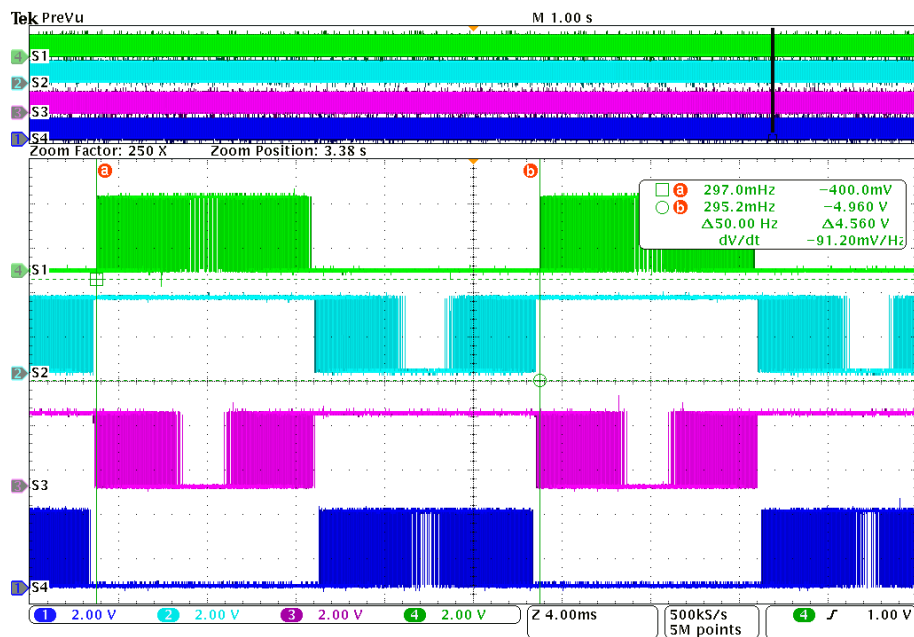


**Obr. 37: Správna demagnetizácia jadra transformátora**

Po ďalšej prestávke, po 10 s sa vyššie opísaná funkčnosť, následne nefunkčnosť meniča zopakovala, na základe čoho môžeme skonštatovať, že vzniknutý problém zapríčiňuje nestabilná spätná napäťová väzba systému. V prípade, ak je spätná väzba v stabilnom stave, menič pracuje s nižšou hodnotou striedy 47,5 %. Pri nestabilnej spätnej väzbe sa táto strieda blíži k maximálnej hodnote 50 %, pričom sa jadro transformátora nekontrolovateľne presýti.

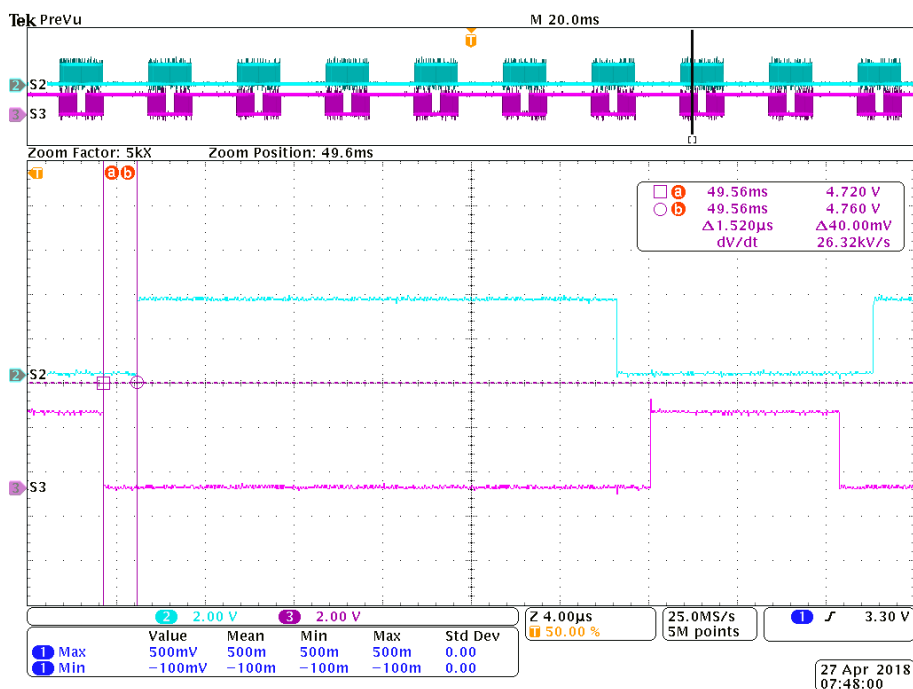
### 5.3 T-type menič

Ďalší blok, zapojený za *Jednočinným meničom* je menič *T-type*, vytvárajúci striedavé napätie na svojom výstupe. Pred oživením meniča bolo potrebné skontrolovať výstupné ovládacie impulzy z mikrokondroléra, aby sme sa pri spínaní jednotlivých výkonových tranzistorov vyhli náhodným skratom. Na Obr. 38 sú zreteľné ovládacie impulzy *T-type* meniča pre jednotlivé výkonové tranzistory *S1-S4*. Prázdne okienka v strede PWM signálov, v priebehoch *S2* a *S3* sú zapríčinené kvôli aktívnej ochrane proti súhlasnému zapnutiu dvoch navzájom komutujúcich tranzistorov. Takýto jav nazývame mŕtvy čas (death time). Hodnota mŕtveho času je nastavená v zdrojovom kóde Príloha 5, na hodnotu 1,52  $\mu\text{s}$  Obr. 40.



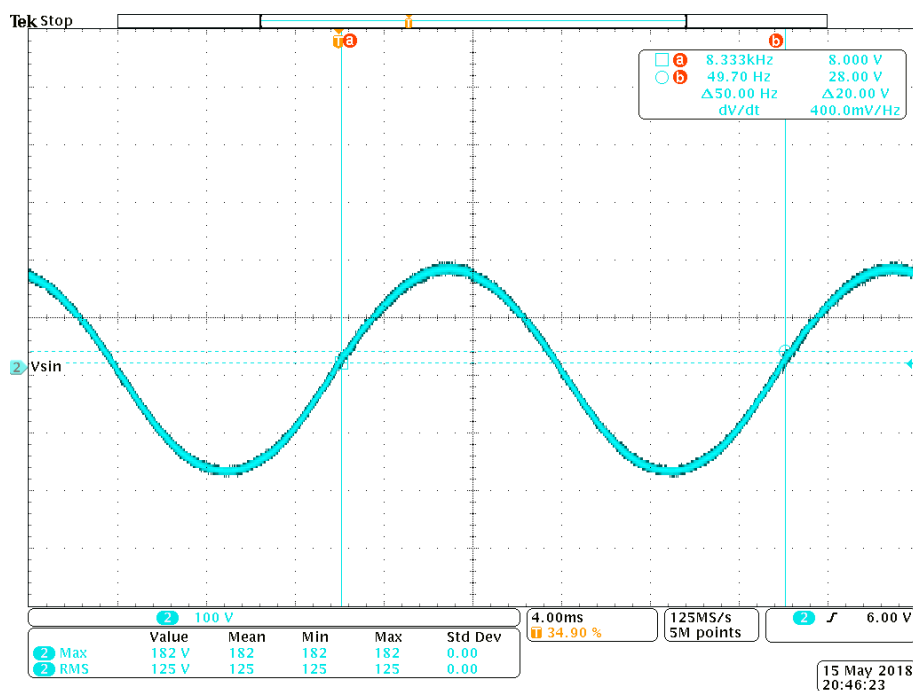
**Obr. 38: Ovládacie impulzy T-type meniča**

Po skontrolovaní správnych priebehov ovládacích impulzov a dodržaní mŕtveho času je možné uviesť *T-type* menič do prevádzky. Z bezpečnostných dôvodov pri prvom oživení bol menič napájaný zo symetrického laboratórneho zdroja s napätím  $\pm 14\text{ V}$  a aktívnou prúdovou ochranou. Po doladení a optimalizácii jednotlivých parametrov bolo možné obidva meniče spojiť do série. Z priebehu Obr. 39 vidieť, že nezaťažný menič má pri frekvencii 50 Hz na svojom výstupe čistú sínusovku s hodnotou efektívneho napätia 125 V.



**Obr. 39: Odmeranie mŕtveho času (death time)**

Následne sa menič testoval v zaťaženom stave, kde regulovanie výstupného napätia by mala zabezpečovať napät'ová spätná väzba. Žiaľ, z doteraz neznámeho dôvodu vznikla porucha A/D prevodníka v mikrokontrollére Arduino DUE, a spätná väzba sa nemohla zrealizovať.



**Obr. 40: Výstupné sínusové napätie T-type meniča**

## 6 ZÁVER

Cieľom mojej diplomovej práce bolo navrhnúť, odsimulovať, s výpočtami demonštrovať a zrealizovať vhodnú koncepciu DC / AC meniča. Medzi hlavné požadované parametre patrili: vstupné napätie 12 V, galvanické oddelenie vstupu od výstupu, čisté výstupné sínusové napätie s hodnotou  $230 V_{rms} / 50 Hz$ , prípadne  $120 V_{rms} / 50 Hz$ , a odoberateľný trvalý výkon 300 W.

Na základe analýzy rôznych zapojení silových častí, uvedených v kapitole 1. bola zvolená koncepcia meniča, sériové zapojenie jednočinného meniča s *T-type* meničom Obr. 9. Pri výbere sa kládol dôraz na: použité súčiastky, celkový rozmer t. j. rozmer transformátora a tlmivky, výkonové straty na tranzistoroch, tvar výsledného signálu, zložitosť ovládania a spoľahlivosť plnenia funkcie. Ukázalo sa, že práve táto zvolená koncepcia je tá najefektívnejšia. Pracuje pri nižších stratách, pri vedení a spínaní tranzistorov, čo kladne pôsobí na rozmery výstupného LC filtra, a súčasne prispieva aj k navýšeniu spínacej frekvencie tranzistorov. Ďalšou značnou výhodou je, že tento menič po každom zapnutí výkonových tranzistorov s PWM signálom uzemní svoju záťaž, ktorá je pripojená na výstupe meniča t. j. nepracuje s plávajúcim výstupom.

Po výbere vhodnej koncepcie meniča sa tento výber podložil s výpočtami a simuláciami základných funkčných blokov, kapitola 2 a kapitola 4. Následne sa mohlo pustiť do realizácie meniča. Ako prvé boli vyrobené dosky plošných spojov. Jedna doska pre *Jednočinný menič*, ďalšia pre *T-Type menič*, na tretej doske dostali miesto napájacie zdroje a obvody zabezpečujúce reguláciu. Ďalej sa zhotovili dva filtračné tlmivky medziobvodu *L1* a *L2* s parametrami:  $L = 4,6 mH$ , počet vinutí  $N = 250$  z. z medeného drôtu s prierezom  $0,5 mm^2$ . A ešte jedna tlmivka *L3* pre LC filter *T-type* meniča, s parametrami:  $L = 2,59 mH$ , počet vinutí  $N = 226$  z. a jeho prierez  $1,54 mm^2$ . Galvanické oddelenie zabezpečuje impulzný transformátor *Tr1*, ktorý bol navinutý rovnako ručne ako aj predošlé tlmivky. Jeho parametre boli počas testovania viackrát zmenené. Posledná varianta je:  $N_1 = 2$  z. a  $N_2 = 85$  z. s priermi  $42 mm^2$  a  $1,26 mm^2$ . Odmerané indukčnosti a odpory jednotlivých vinutí zohľadňuje Tab. 12.

Po osadení všetkých súčiastok sa postúpilo k testovaniu, následne ku ladeniu zapojenia. Jednotlivé kroky podrobnejšie popisuje kapitola 5. Zistilo sa, že takto navrhnutý menič, v sériovom zapojení *Jednočinný* a *T-type*, nedokáže pri vstupnom napätí 12 V dodať na svoj výstup hodnotu efektívneho napätia 230 V. Neúspech zapríčiniť impulzný transformátor *Tr1*, ktorého parametre nevyhoveli očakávaniam. Vzniknutý problém by bolo možné riešiť iba s novým transformátorom. Na druhej strane, pri testovaní meniča s požadovaným výstupným napätím 120 V sme dospeli k lepšiemu výsledku. Bolo dosiahnuté na výstupe meniča v nezaťaženom stave, čistého sínusového priebehu Obr. 39. s hodnotou maximálneho napätia 182 V. Na základe dosiahnutých výsledkov zadanie diplomovej práce pokladám za korektne splnené. Skutočnosťou však je, že pri testovaní meniča v zaťaženom stave som narazil na nestabilitu spätnej väzby jednočinného meniča, čo spôsobilo presýtenie jadra impulzného transformátora a účinnosť takto navrhutej koncepcie nemohla dosiahnuť vyššiu hodnotu ako je 50 %. Napriek tomu však verím, že moja diplomová práca prispela k problematike týkajúcej sa návrhu a realizácii záložného zdroja striedavého napätia.



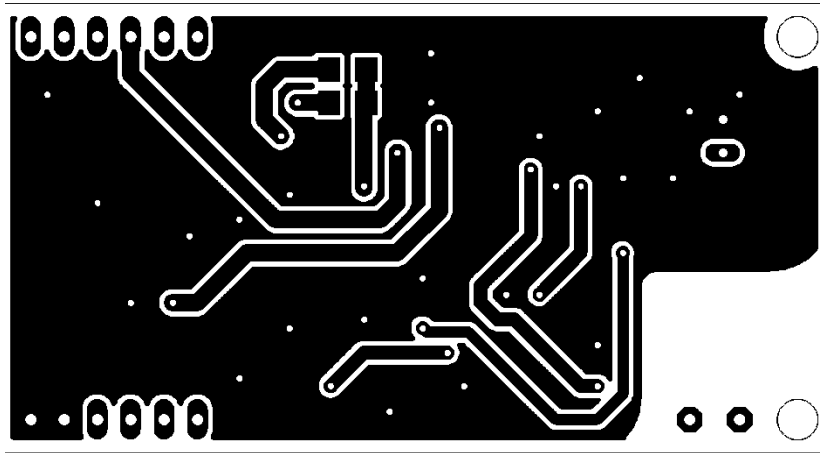
# LITERATÚRA

- [1] PATOČKA, M. *Vybrané stati z výkonové elektroniky. Svazek I.* skriptum FEI VUT v Brně. Brno: PC-DIR, 199
- [2] PATOČKA, M. *Vybrané stati z výkonové elektroniky. Svazek II.* skriptum FEI VUT v Brně. Brno: PC-DIR, 1997.
- [3] PATOČKA, M. *Magnetické obvody ve výkonové elektronice, pulsní měniče s transformátorem.* FEKT VUT v Brně, učební text v elektronické podobě, 2010.
- [4] PAPICA, P. *Záložní zdroj 230V / 50Hz s využitím propustného měniče a PWM.* Brno, 2000. 102 s. Vedoucí diplomové práce Pavel Vorel.
- [5] UEMURA, H, F, KRISMER a J, W.KOLAR. *Comparative Evaluation of T-Type Topologies Comprising Standard and Reverse-Blocking IGBTs.* *IEEE Xplore Digital Library* [online]. 2013, , 9 [cit. 2016-12-12]. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=6646853>.
- [6] GURPINAR, E a A, CASTELLAZZI. *Single-Phase T-Type Inverter Performance Benchmark Using Si IGBTs, SiC MOSFETs, and GaN HEMTs.* *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS* [online]. 2016(31), 13 [cit. 2016-12-12]. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=7348703>
- [7] *Flyback converter* [online]. [cit. 2016-12-12]. Dostupné z: <http://docplayer.cz/7329112-Flyback-converter-blokujici-menic.html>
- [8] MICHÁLEK, P. *Měnič pro umělou síť 230 V napájený z fotovoltaických panelů.* Brno: Vysoké učení technické v Brno, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2016. 67 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Jan Martiš.
- [9] ANTHON, A, Z, ZHANG a M., A. E. ANDERSEN. The Benefits of SiC MOSFETs in a T-Type Inverter for Grid-Tie Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics* [online]. , 16 [cit. 2016-12-12]. DOI: 10.1109/TPEL.2016.2582344. Dostupné z: [http://orbit.dtu.dk/en/publications/the-benefits-of-sic-mosfets-in-a-ttype-inverter-for-gridtie-applications\(bc498efe-de33-4594-ae6c-02838077621c\).html](http://orbit.dtu.dk/en/publications/the-benefits-of-sic-mosfets-in-a-ttype-inverter-for-gridtie-applications(bc498efe-de33-4594-ae6c-02838077621c).html)
- [10] Power MOSFET: NDUL09N150C. In: *Datasheet* [online]. Semiconductor Components Industries, 2015 [cit. 2016-12-13]. Dostupné z: [http://www.onsemi.com/pub\\_link/Collateral/NDUL09N150C-D.PDF](http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/NDUL09N150C-D.PDF)
- [11] Power MOSFET: NDD60N550U1. In: *Datasheet* [online]. Semiconductor Components Industries, 2015 [cit. 2016-12-13]. Dostupné z: [http://www.onsemi.com/pub\\_link/Collateral/NDD60N550U1-D.PDF](http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/NDD60N550U1-D.PDF)
- [12] Ferrite Core: ETD 54/28/19. In: *Datasheet* [online]. TDK, 2014 [cit. 2018-04-13]. Dostupné z: [http://www.farnell.com/datasheets/2138453.pdf?\\_ga=2.76888275.777437019.1524822683-940054668.1508797185](http://www.farnell.com/datasheets/2138453.pdf?_ga=2.76888275.777437019.1524822683-940054668.1508797185)
- [13] Driver: NCD5700: In: *Datasheet* [online]. ON Semiconductor, 2016 [cit. 2018-05-3]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/NCD5700-D.PDF>
- [14] PWM regulator: NCP12117A In: *Datasheet* [online]. ON Semiconductor, 2014 [cit. 2018-04-13]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/NCP1217-D.PDF>
- [15] Power MOSFET: NTP5860 In: *Datasheet* [online]. ON Semiconductor, 2014 [cit. 2018-04-13]. Dostupné z: <http://www.onsemi.com/pub/Collateral/NTB5860N-D.PDF>

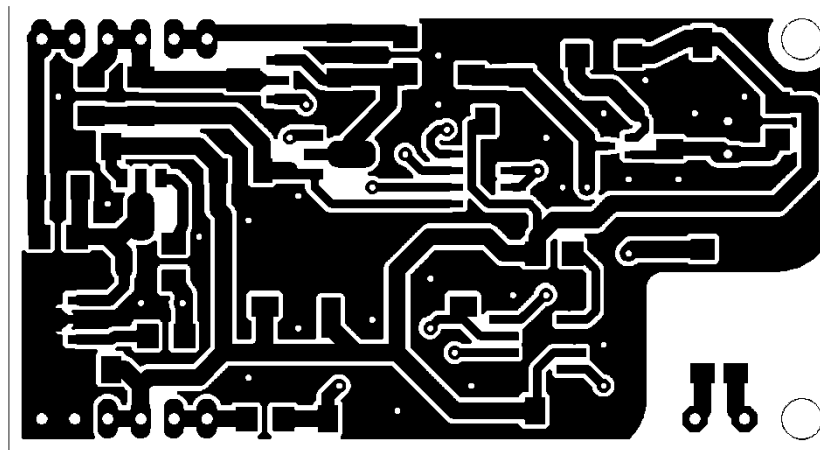
# ZOZNAM PRÍLOH

Príloha 1 - Budič jednočinného meniča .....	67
Príloha 2- Jednočinný menič.....	69
Príloha 3- T-type .....	71
Príloha 4- Pomocný oddeľovací zdroj .....	74
Príloha 5- Zdrojový kód T-type meniča .....	80
Príloha 6 - Súpiska použitých súčiastok .....	83

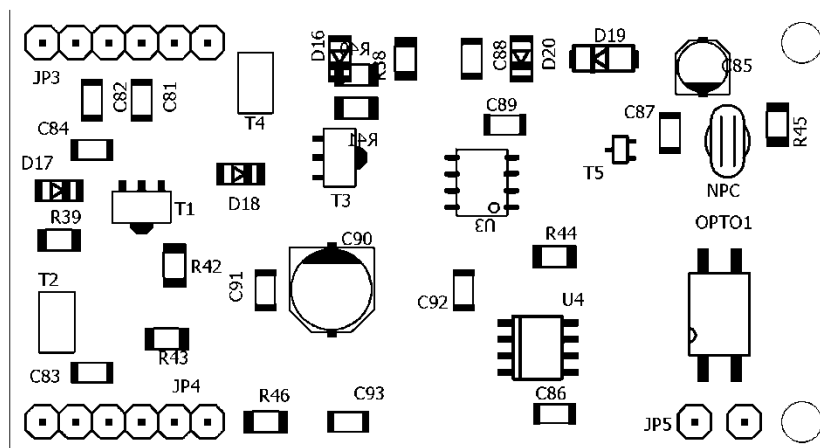
# Príloha 1 - Budič jednočinného meniča



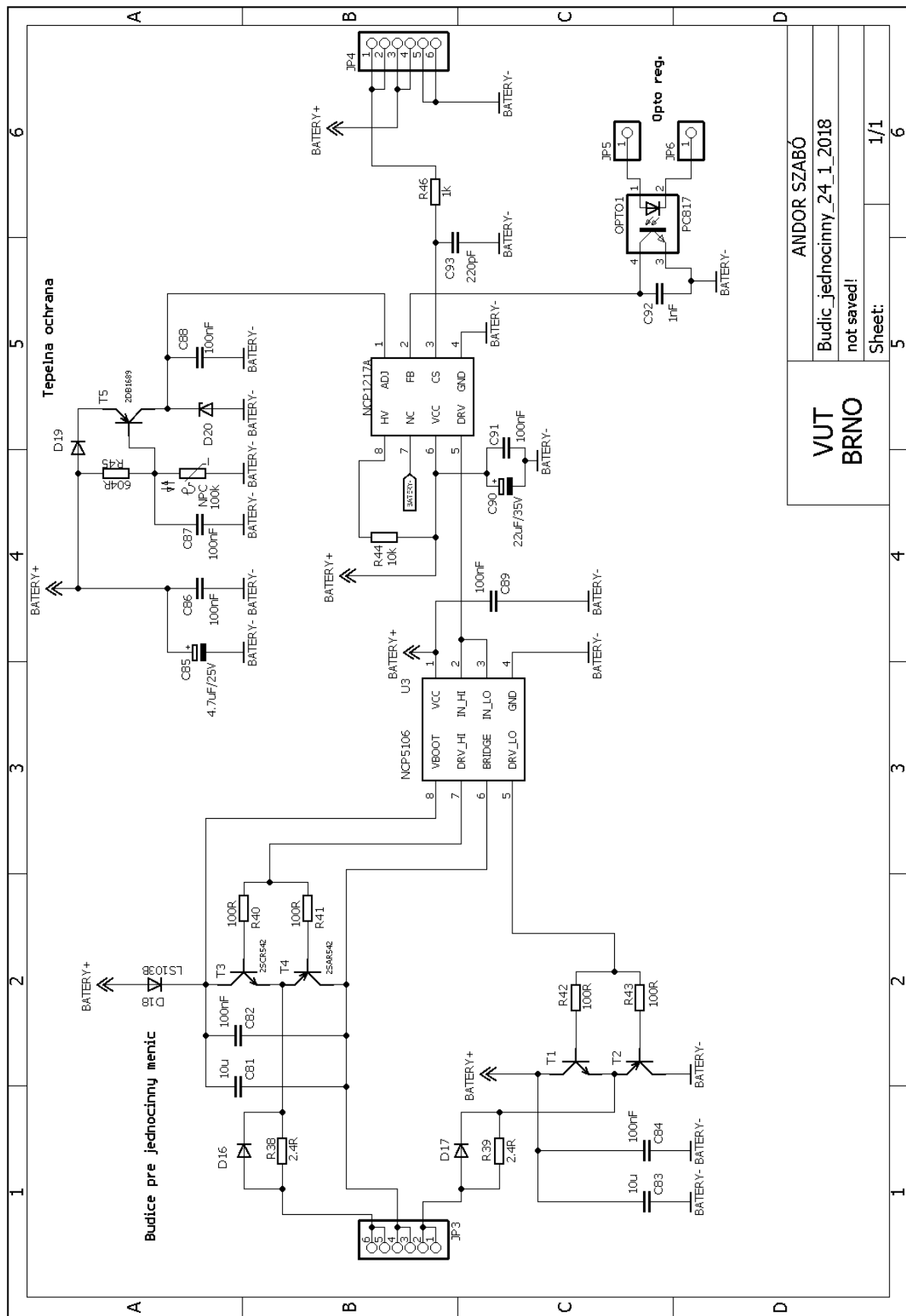
1: Bottom



2: Top



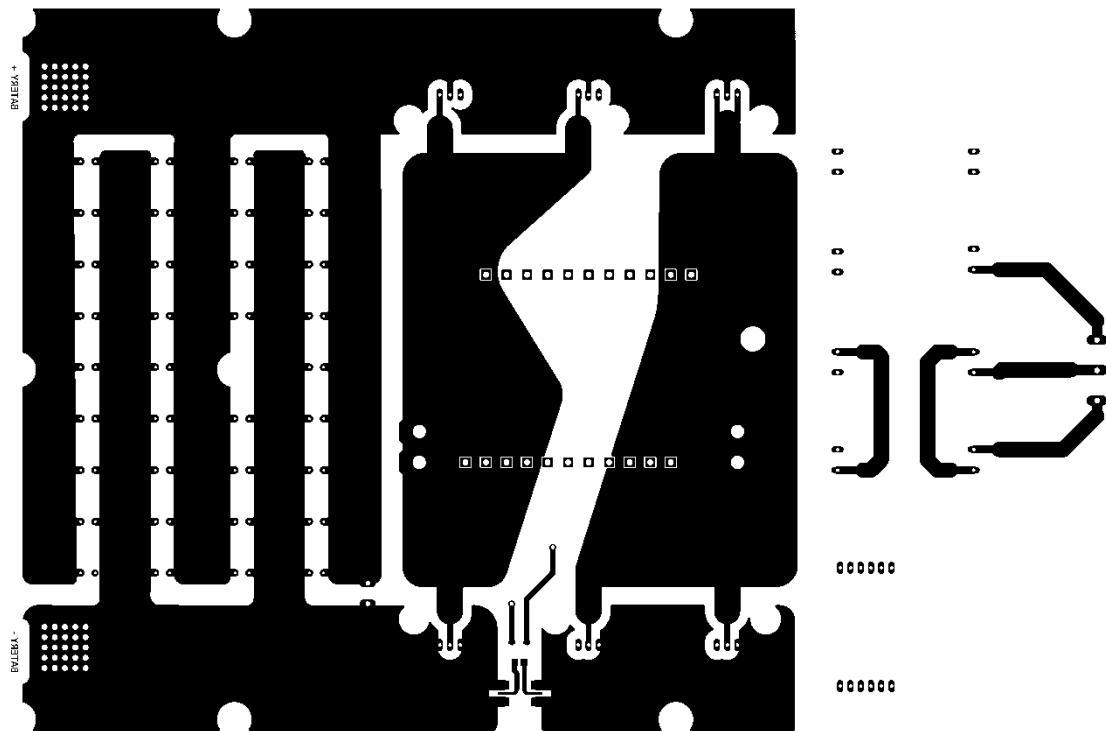
3: Súčiastky



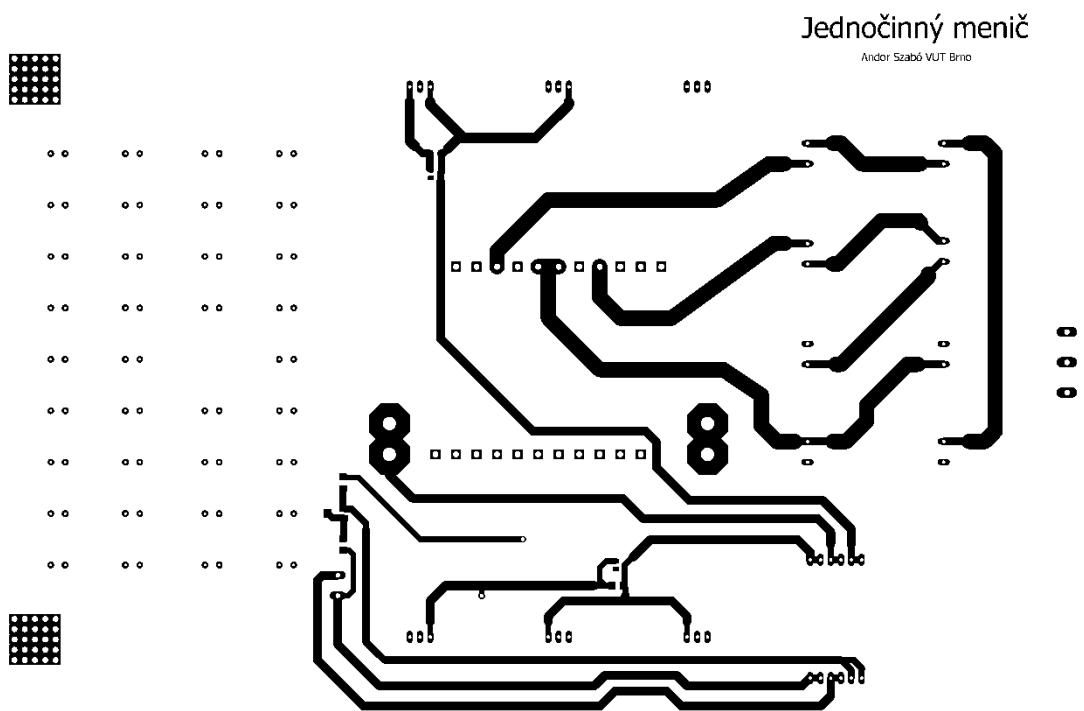
4: Schéma zapojenia

<b>VUT BRNO</b>		ANDOR SZABÓ	
Budic_jednocinnny_24_1_2018		not saved!	
Sheet:		1/1	
5		6	

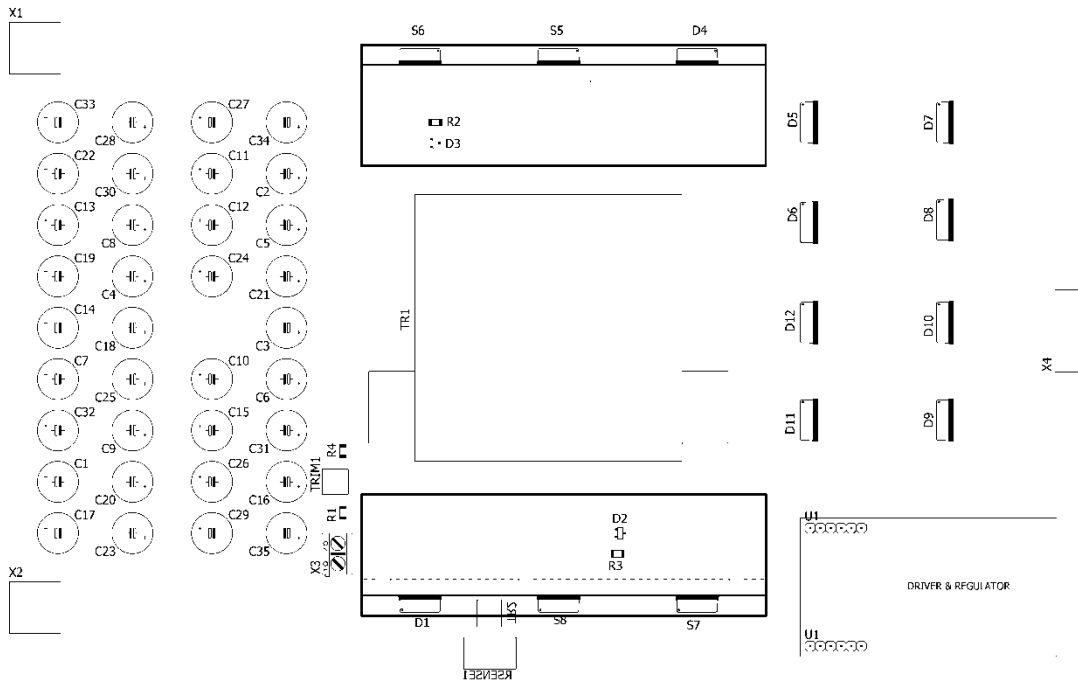
## Príloha 2- Jednočinný menič



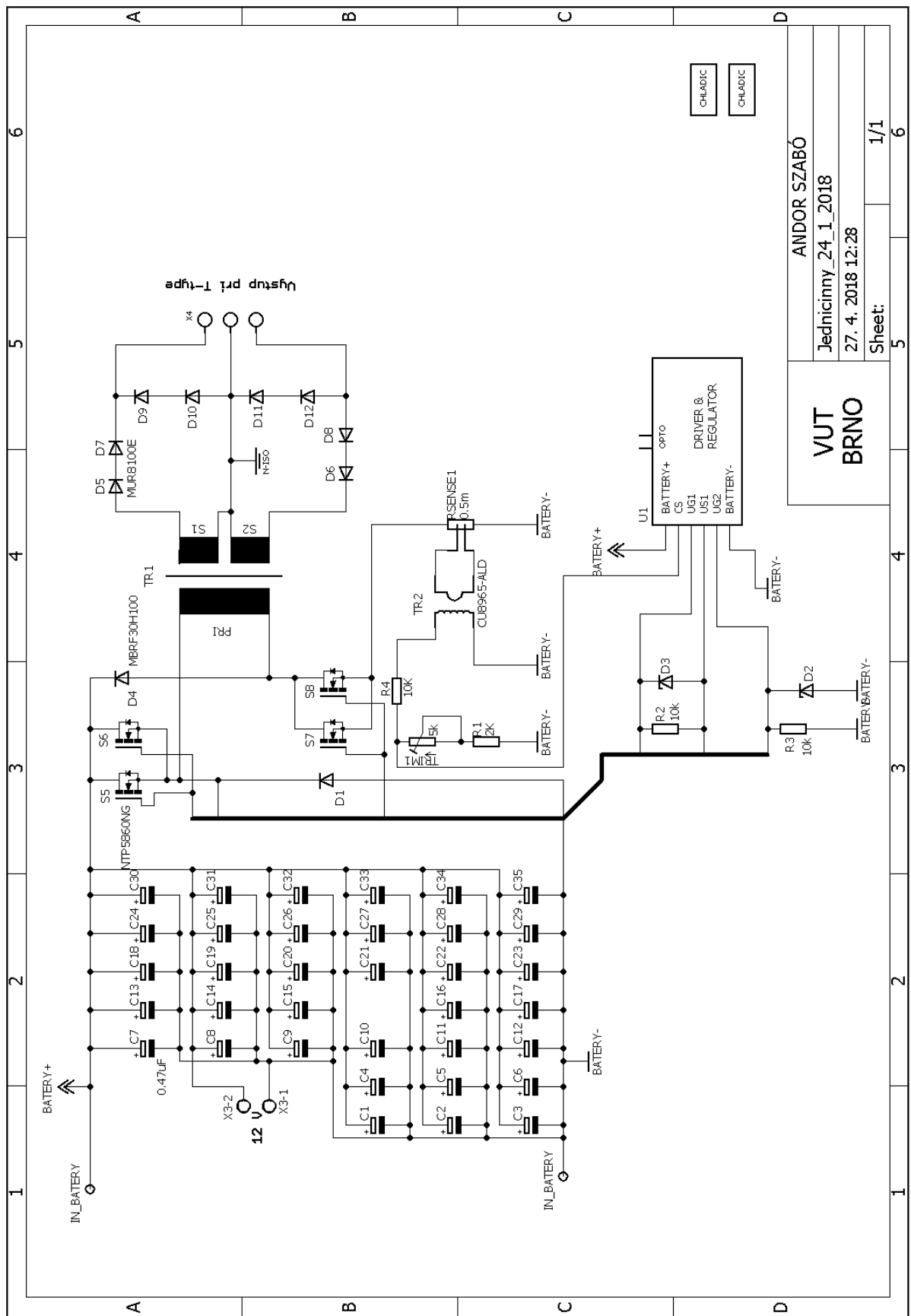
1: Bottom



2: Top



### 3: Súšiatky

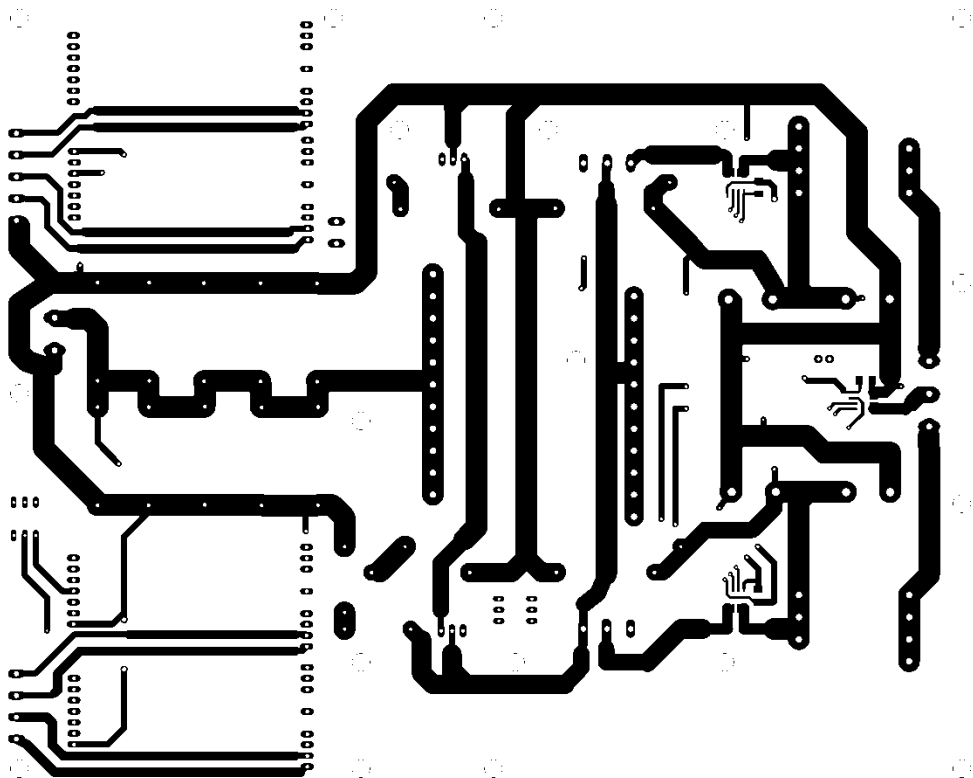


4: Schéma

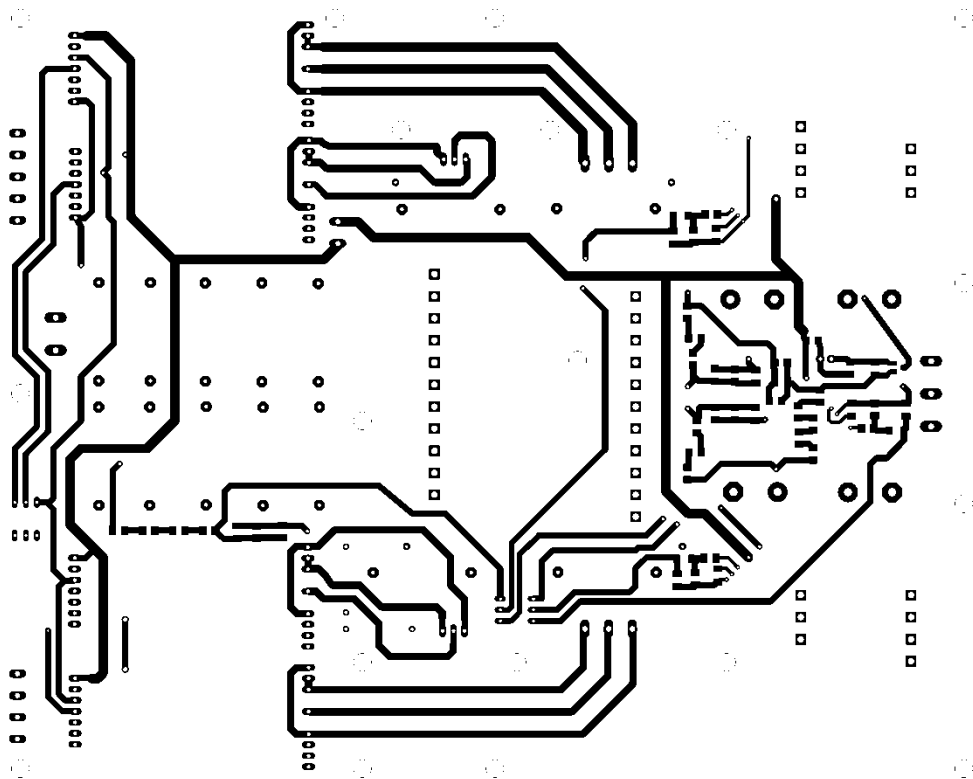
ANDOR SZABÓ	
Jedničný_24_1_2018	
27. 4. 2018 12:28	
Sheet:	1/1
	6

VUT  
BRNO

## Príloha 3- T-type

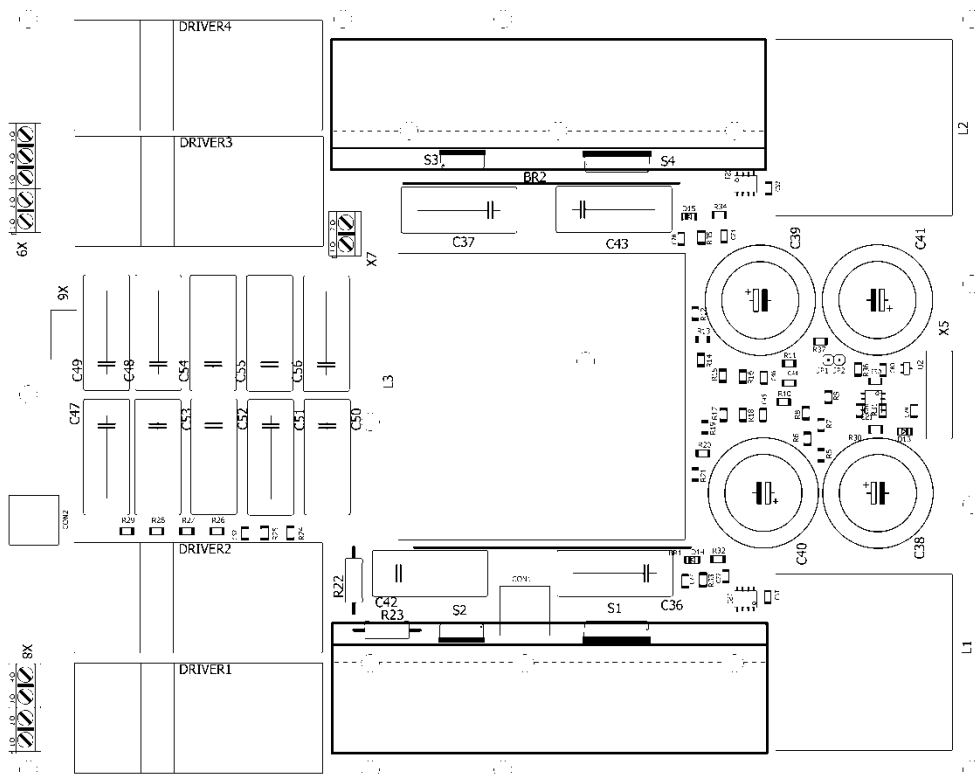


1: Bottom

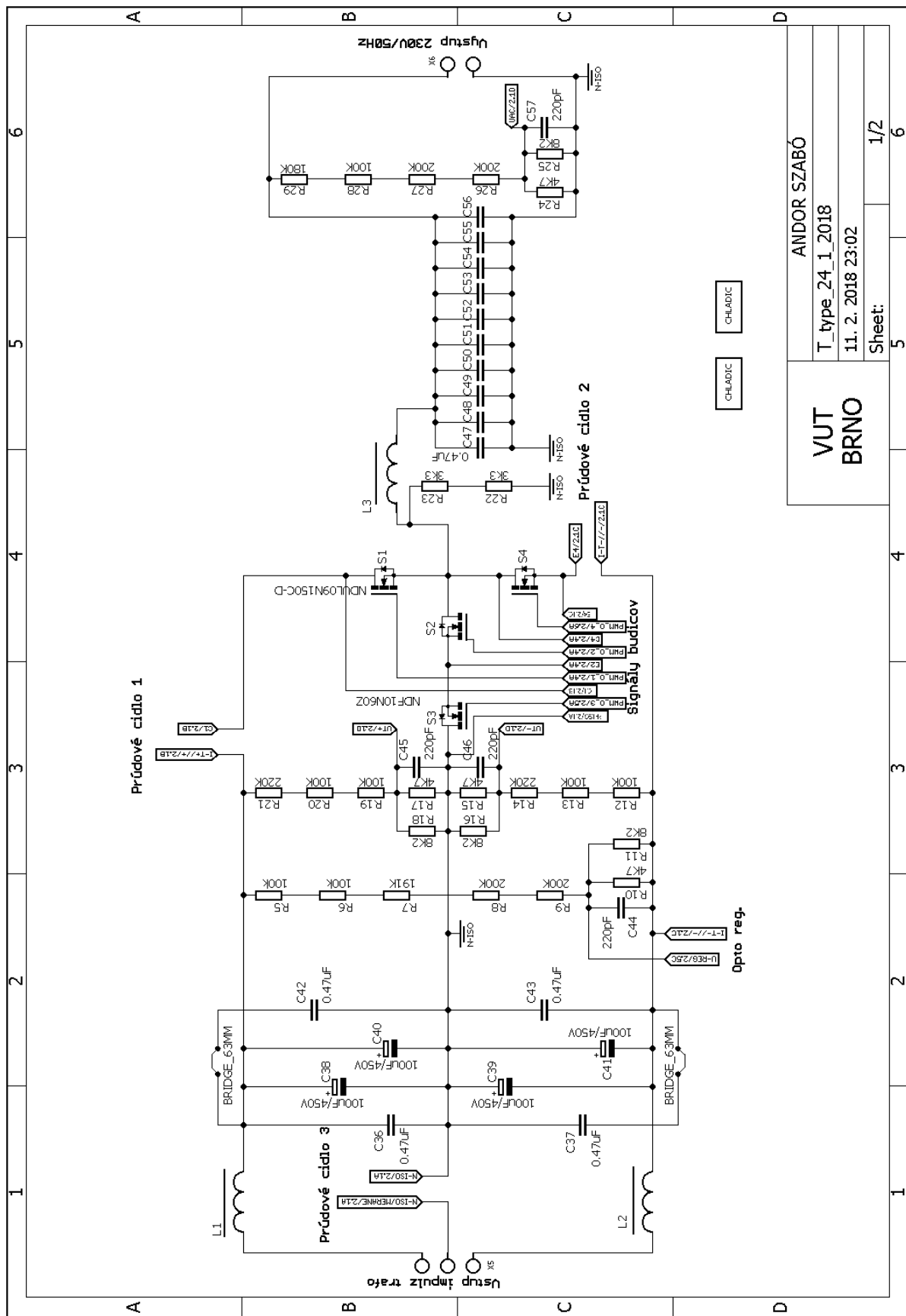


2: Top

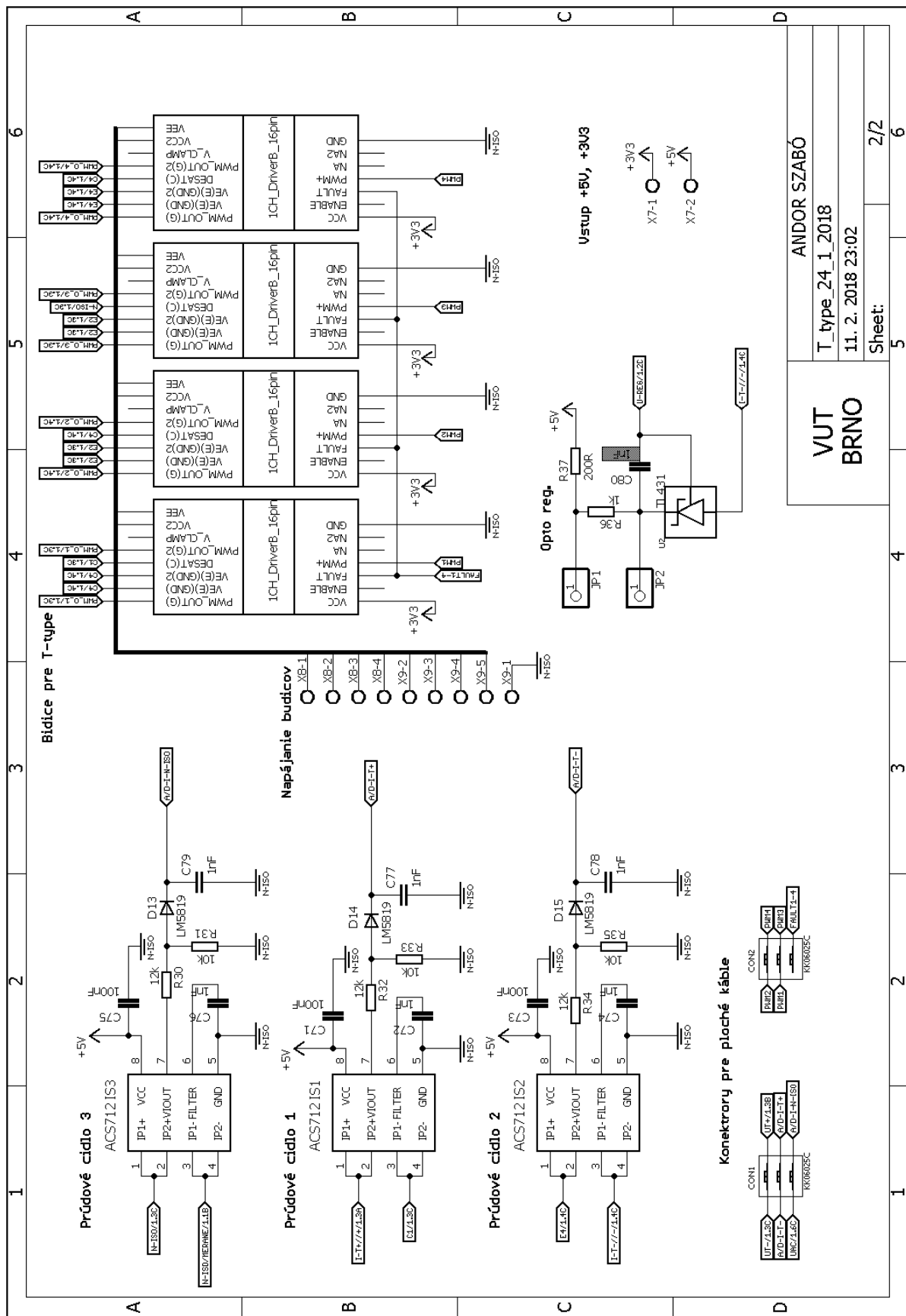




### 3: Súčiastky



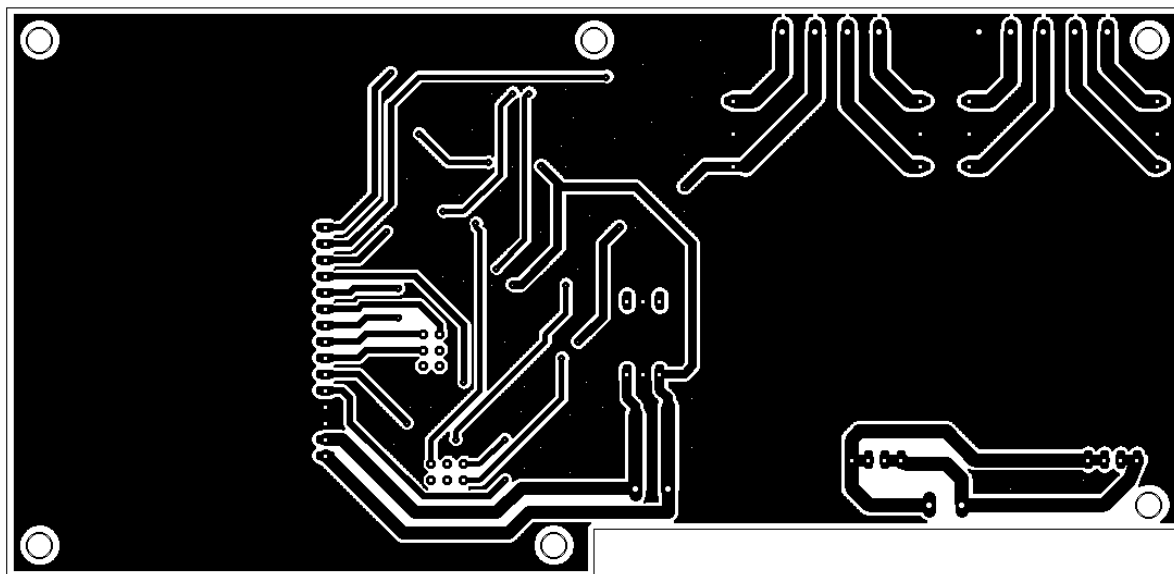
4: Schéma 1



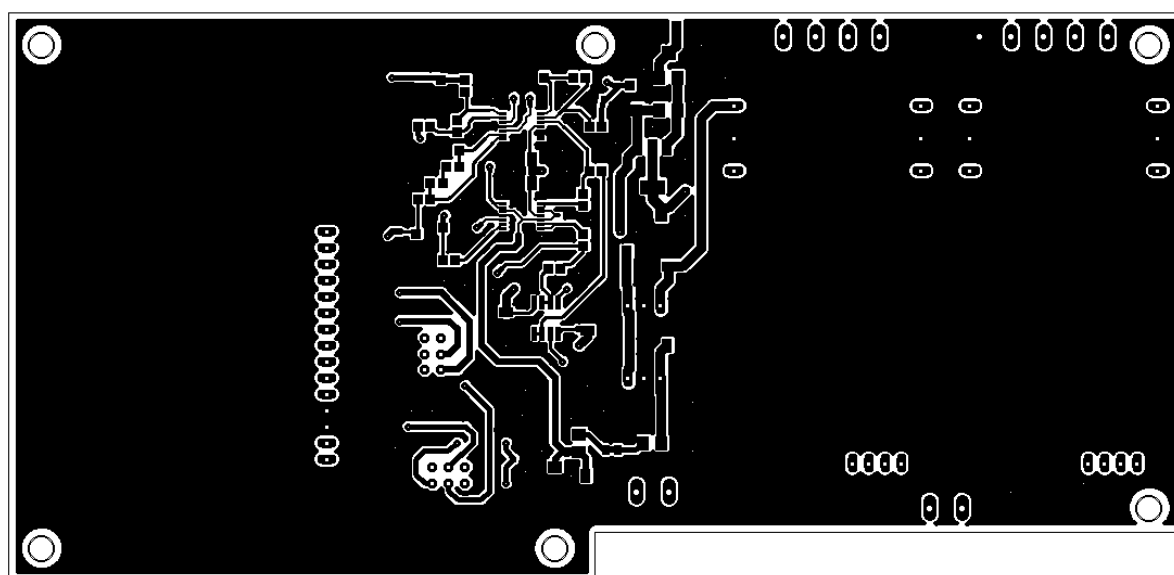
5: Schéma 2

<b>VUT BRNO</b>	
ANDOR SZABÓ	
T_type_24_1_2018	
11. 2. 2018 23:02	
Sheet:	2/2
5	6

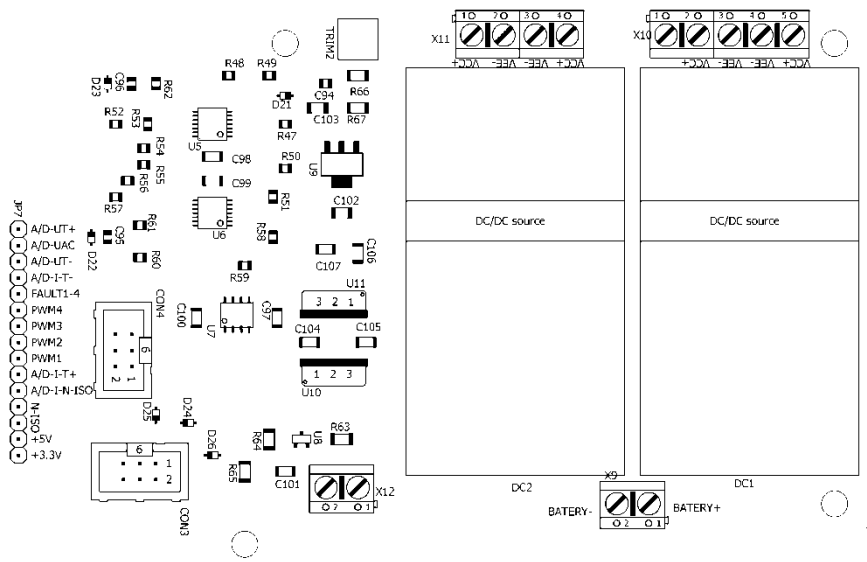
## Príloha 4- Pomocný oddeľovací zdroj



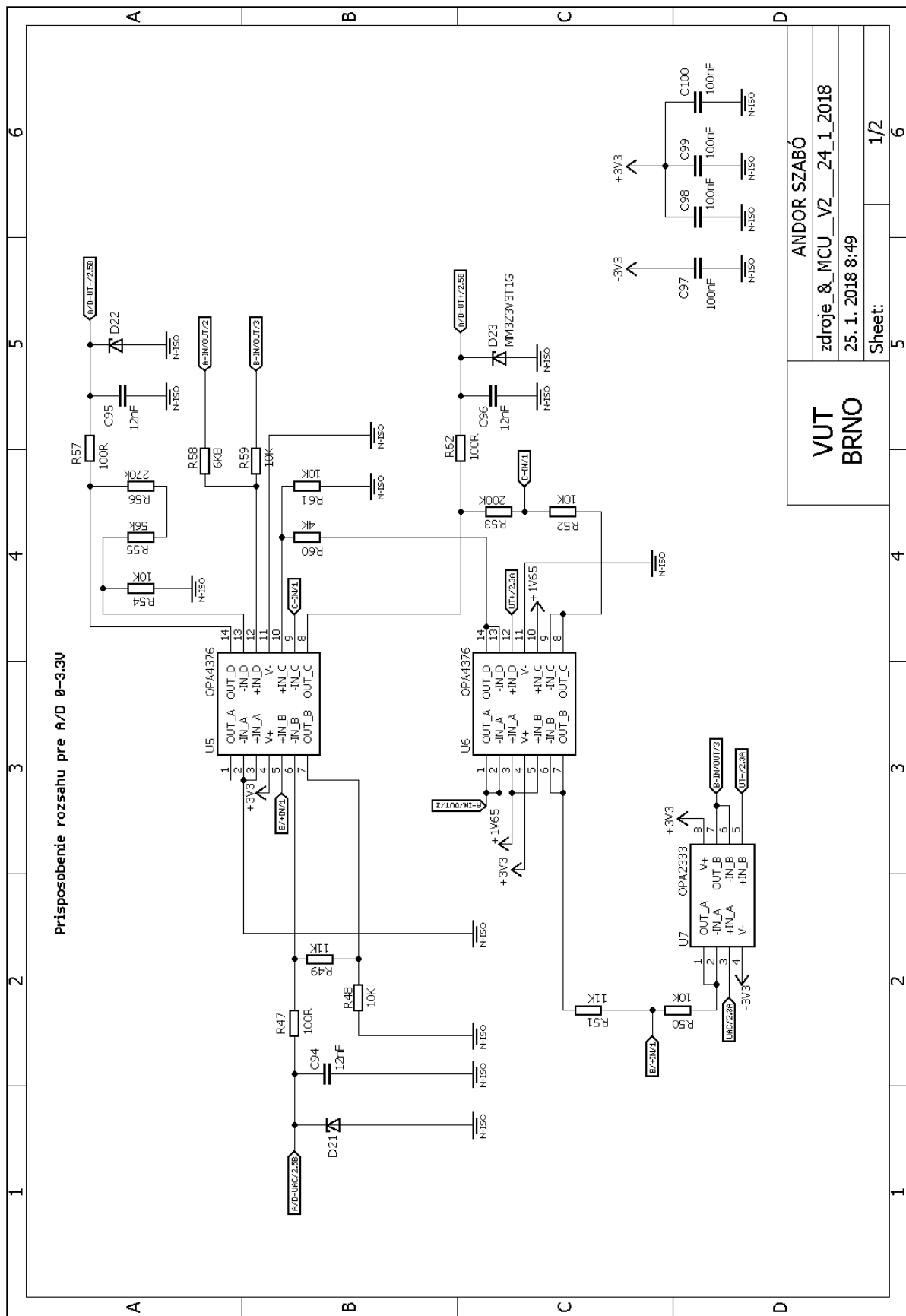
1: Bottom



2: Top

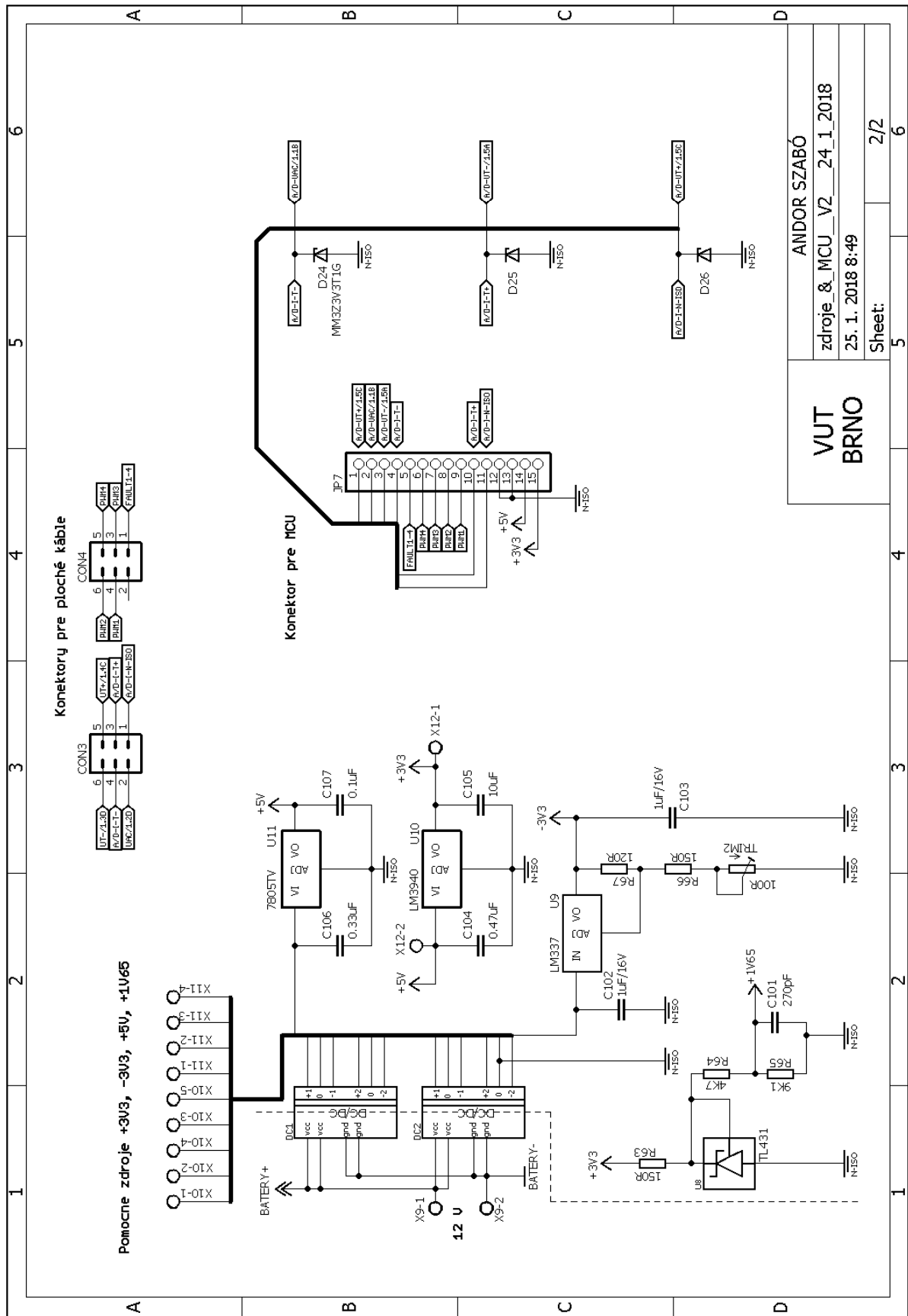


### 3: Súčiastky



**4: Schéma 1**

VUT BRNO	ANDOR SZABÓ
zdroje_ & MCU_V2_24_1_2018	25. 1. 2018 8:49
Sheet:	1/2
5	6



5: Schéma 2

## Príloha 5- Zdrojový kód T-type meniča

```
#include "DueTimer.h"

#define SAMPLE_BUFFER_SIZE 4

uint16_t SineTable[] =
{0,14,29,43,58,73,87,102,117,131,146,160,175,190,204,219,233,247,262,
276,291,305,319,333,348,362,376,390,404,418,432,446,460,474,488,501,
515,528,542,556,569,582,596,609,622,635,648,661,674,687,700,712,725,
737,750,762,774,786,798,810,822,834,846,858,869,881,892,903,914,925,
936,947,958,969,979,989,1000,1010,1020,1030,1040,1050,1059,1069,1078,
1088,1097,1106,1115,1123,1132,1141,1149,1157,1166,1174,1182,1189,1197,
1205,1212,1219,1226,1233,1240,1247,1253,1260,1266,1272,1278,1284,1290,
1296,1301,1307,1312,1317,1322,1326,1331,1335,1340,1344,1348,1352,1356,
1359,1363,1366,1369,1372,1375,1377,1380,1382,1384,1387,1388,1390,1392,
1393,1395,1396,1397,1398,1398,1399,1399,1399,1400,1399,1399,1399,1398,
1398,1397,1396,1395,1393,1392,1390,1388,1387,1384,1382,1380,1377,1375,
1372,1369,1366,1363,1359,1356,1352,1348,1344,1340,1335,1331,1326,1322,
1317,1312,1307,1301,1296,1290,1284,1278,1272,1266,1260,1253,1247,1240,
1233,1226,1219,1212,1205,1197,1189,1182,1174,1166,1157,1149,1141,1132,
1123,1115,1106,1097,1088,1078,1069,1059,1050,1040,1030,1020,1010,1000,
989,979,969,958,947,936,925,914,903,892,881,869,858,846,834,822,810,79
8,786,774,762,750,737,725,712,700,687,674,661,648,635,622,609,596,582,
569,556,542,528,515,501,488,474,460,446,432,418,404,390,376,362,348,33
3,319,305,291,276,262,247,233,219,204,190,175,160,146,131,117,102,87,
73,58,43,29,14,0};

uint32_t Sindex = 0;
uint32_t Cindex = 2;
uint32_t ADCFinal = 0;

bool sample_buffer_full = false;
uint32_t sample_buffer[SAMPLE_BUFFER_SIZE];
uint32_t sample_buffer_idx = 0;

void ADC_Init() {
    REG_ADC_WPMR = 0x414443;
    REG_PMC_PCER1 |= 0x00000020; // set clock
    NVIC_EnableIRQ(ADC_IRQn); // enable ADC interrupt vector
    ADC->ADC_IDR = 0xFFFFFFFF; // disable interrupts
    ADC->ADC_IER = 0x80; // enable AD7 End-Of-Conv interrupt
    ADC->ADC_CHDR = 0xFFFF; // disable all channels
    ADC->ADC_CHER = 0xFFFF; // enable ALL
    ADC->ADC_CGR = 0x15555555; // All gains set to x1
    ADC->ADC_COR = 0x00000000; // All offsets off
    REG_ADC_IER = 0x01000000;
    REG_ADC_IMR = 0x01000000;
    ADC->ADC_MR = 0x000000000000000010111100001001; // set Mode reg.
    NVIC_ClearPendingIRQ(ADC_IRQn);
    NVIC_SetPriority(ADC_IRQn, 2);
    adc_start(ADC); // start ADC
    REG_ADC_CR |= 2;
}

void ADC_Handler(void) { //ADC interrupt
    volatile uint32_t dummy;
    digitalWrite(11, !digitalRead(11));
    if ((REG_ADC_ISR & 0x01000000) == 0x01000000) {

        if (!sample_buffer_full) {
            sample_buffer[sample_buffer_idx++] = REG_ADC_LCDR;
            dummy = ADC->ADC_CDR[0];
        }
    }
}
```



```

        if (sample_buffer_idx >= SAMPLE_BUFFER_SIZE) {
            sample_buffer_full = 1;
            sample_buffer_idx = 0;
            ADCFinal = sample_buffer[0]/4 + sample_buffer[1]/4 +
                sample_buffer[2]/4 + sample_buffer[3]/4;
        }
        else{
            REG_ADC_CR |= 2;    // adc_start(ADC)
        }
    }
}

REG_ADC_CR |= 2;
dummy = REG_ADC_ISR;
NVIC_ClearPendingIRQ(ADC_IRQn);
}

bool period = false;
uint32_t val = 0;

void PWM_Handler(void) {    // PWM interrupt
    volatile uint32_t dummy;
    digitalWrite(12, HIGH);
    NVIC_ClearPendingIRQ(PWM_IRQn);
    dummy = REG_PWM_ISR1;
    dummy = REG_PWM_ISR2;
    digitalWrite(13, !digitalRead(13));
    if(++Sindex >= 300){    //30 kHz/50 Hz/ 2 = 300
        Sindex = 0;
        period = !period;
    }

    if(period){
        REG_PWM_CDTYUPD0 = SineTable[Sindex];
        REG_PWM_CDTYUPD1 = 0;
    }
    else{
        REG_PWM_CDTYUPD0 = 0;
        REG_PWM_CDTYUPD1 = SineTable[Sindex];
    }
    REG_PWM_SCUC |= 1;
    digitalWrite(12, LOW);
}

void setup() {    // set PWM
    pmc_set_writeprotect(false);
    digitalWrite(13, LOW);
    pinMode(13, OUTPUT);
    digitalWrite(12, LOW);
    pinMode(12, OUTPUT);
    digitalWrite(11, LOW);
    pinMode(11, OUTPUT);
    pinMode(0, INPUT);
    REG_PMC_PCER1 |= PMC_PCER1_PID36;// Enable PWM

    REG_PIOC_ABSR |= 0b0000000000000000000000000111100;
    // Set PWM pin perhipheral type A or B, in this case B

    REG_PIOC_PDR |= 0b0000000000000000000000000111100;
    // PWM0: PC3 = PIN35, PC2 = PIN34; PWM1: PC5 = PIN37, PC4=PIN36

    REG_PWM_CLK = PWM_CLK_PREA(0) | PWM_CLK_DIVA(1);
    // Set the PWM clock rate to 42 MHz (84MHz/2)

```

```

REG_PWM_CMRO = PWM_CMR_DTE | PWM_CMR_CALG | PWM_CMR_CPRE_CLKA;
// Enable dual slope PWM and set the clock source as CLKA

REG_PWM_CPRD0 = 1400;
// Set the PWM frequency 42MHz/1400 = 30 kHz

REG_PWM_CDTY0 = 0;
// Set the PWM duty cycle

REG_PWM_DT0 = 0x00800080;
// PWM Dead Time ;

REG_PWM_ENA = PWM_ENA_CHID0;
// Enable the PWM channel

REG_PWM_CMR1 = PWM_CMR_DTE | PWM_CMR_CALG | PWM_CMR_CPRE_CLKA;
// Enable dual slope PWM and set the clock source as CLKA

REG_PWM_CPRD1 = 1400; // Set the PWM frequency 42MHz/1400 = 30 kHz
REG_PWM_SCM |= PWM_SCM_SYNC1;
REG_PWM_CDTY1 = 0; // Set the PWM duty cycle
REG_PWM_DT1 = 0x00800080; // PWM Dead Time
REG_PWM_ENA = PWM_ENA_CHID1; // Enable the PWM channel

NVIC_DisableIRQ(PWM_IRQn); // set up interrupt
NVIC_ClearPendingIRQ(PWM_IRQn);
NVIC_SetPriority(PWM_IRQn, 1);
REG_PWM_IER1 |= 1;
NVIC_EnableIRQ(PWM_IRQn); // (IRQn_Type)36

ADC_Init();
}

void loop() {

}

```

## Príloha 6 - Súpiska použitých súčiastok

Budič jednočinného meniča			C13	0.47uf	E3,5-10	BR2	BRIDGE_63MM	70
Part	Value	Package	C14	0.47uf	E3,5-10	C36	0.47uF	C22.5B10
C81	10u	C1206K	C15	0.47uf	E3,5-10	C37	0.47uF	C22.5B10
C82	100nF	C1206K	C16	0.47uf	E3,5-10	C38	100uF/450V	EB25D
C83	10u	C1206K	C17	0.47uf	E3,5-10	C39	100uF/450V	EB25D
C84	100nF	C1206K	C18	0.47uf	E3,5-10	C40	100uF/450V	EB25D
C85	4.7uF/25V	PANASONIC_B	C19	0.47uf	E3,5-10	C41	100uF/450V	EB25D
C86	100nF	C1206K	C20	0.47uf	E3,5-10	C42	0.47uF	C22.5B10
C87	100nF	C1206K	C21	0.47uf	E3,5-10	C43	0.47uF	C22.5B10
C88	100nF	C1206K	C22	0.47uf	E3,5-10	C44	220pF	C1206K
C89	100nF	C1206K	C23	0.47uf	E3,5-10	C45	220pF	C1206K
C90	22uF/35V	PANASONIC_D	C24	0.47uf	E3,5-10	C46	220pF	C1206K
C91	100nF	C1206K	C25	0.47uf	E3,5-10	C47	0.47uF	C22.5B10
C92	1nF	C1206K	C26	0.47uf	E3,5-10	C48	0.47uF	C22.5B10
C93	220pF	C1206K	C27	0.47uf	E3,5-10	C49	0.47uF	C22.5B10
D16	LS103B	SOD80C	C28	0.47uf	E3,5-10	C50	0.47uF	C22.5B10
D17	LS103B	SOD80C	C29	0.47uf	E3,5-10	C51	0.47uF	C22.5B10
D18	LS103B	SOD80C	C30	0.47uf	E3,5-10	C52	0.47uF	C22.5B10
D19	1N4007DO-2	DO214AC	C31	0.47uf	E3,5-10	C53	0.47uF	C22.5B10
D20	BZV55C8.2	SOD80C	C32	0.47uf	E3,5-10	C54	0.47uF	C22.5B10
JP3	PIN HEADER	1X06	C33	0.47uf	E3,5-10	C55	0.47uF	C22.5B10
JP4	PIN HEADER	1X06	C34	0.47uf	E3,5-10	C56	0.47uF	C22.5B10
JP5	PIN HEADER	1X01	C35	0.47uf	E3,5-10	C57	220pF	C1206K
JP6	PIN HEADER	1X01	CH1	CHLADIC1	CHLADIC1	C71	100nF	C1206K
NPC	100k	P642	CH2	CHLADIC1	CHLADIC1	C72	1nF	C1206K
OPTO1	PC817	SMD4-7	D1	MBRF30H100	TO220AV	C73	100nF	C1206K
R38	2.4R	R1206	D2	BZX84-C15	SOT23	C74	1nF	C1206K
R39	2.4R	R1206	D3	BZX84-C15	SOT23	C75	100nF	C1206K
R40	100R	R1206	D4	MBRF30H100	TO220AV	C76	1nF	C1206K
R41	100R	R1206	D5	MUR8100E	TO220ACS	C77	1nF	C1206K
R42	100R	R1206	D6	MUR8100E	TO220ACS	C78	1nF	C1206K
R43	100R	R1206	D7	MUR8100E	TO220ACS	C79	1nF	C1206K
R44	10k	R1206	D8	MUR8100E	TO220ACS	C80	1nF	C1206K
R45	604R	R1206	D9	MUR8100E	TO220ACS	CH51	CHLADIC1	CHLADIC1
R46	1k	R1206	D10	MUR8100E	TO220ACS	CH52	CHLADIC1	CHLADIC1
T1	2SCR542	SOT89-BCE	D11	MUR8100E	TO220ACS	CON1	KK06025C	KK06025C
T2	2SAR542	MPT3	D12	MUR8100E	TO220ACS	CON2	KK06025C	KK06025C
T3	2SCR542	SOT89-BCE	R1	2K	R1206	D13	LM5819	SOD80C
T4	2SAR542	MPT3	R2	10k	R1206	D14	LM5819	SOD80C
T5	2DB1689	SOT323	R3	10k	R1206	D15	LM5819	SOD80C
U3	NCP5106	SOIC8	R4	10K	R1206	IS1	ACS712	SOIC8
U4	NCP1217A	SO08	RSENSE1	0.5m	RSENSE	IS2	ACS712	SOIC8
<b>Jednočinný menič</b>			S5	NTP5860NG	TO220BV	IS3	ACS712	SOIC8
C1	0.47uf	E3,5-10	S6	NTP5860NG	TO220BV	JP1		1X01
C2	0.47uf	E3,5-10	S7	NTP5860NG	TO220BV	JP2		1X01
C3	0.47uf	E3,5-10	S8	NTP5860NG	TO220BV	L1	TLMIVKA_ETD29	TLMIVKA_ETD29
C4	0.47uf	E3,5-10	TR1	TRAFO_ETD54	TRAFO_ETD54	L2	TLMIVKA_ETD29	TLMIVKA_ETD29
C5	0.47uf	E3,5-10	TR2	CU8965-ALD	TORROID	L3	TLMIVKA_ETD54	TLMIVKA_ETD54
C6	0.47uf	E3,5-10	TRIM1	5k	TS53YJ	R5	100k	R1206
C7	0.47uF	E3,5-10	X1	IN_BATTERY	IN_BATTERY	R6	100k	R1206
C8	0.47uf	E3,5-10	X2	IN_BATTERY	IN_BATTERY	R7	191K	R1206
C9	0.47uf	E3,5-10	X3		AK500/2	R8	200K	R1206
C10	0.47uf	E3,5-10	X4	AK110/3DS-7.5	AK110/3DS-7.5	R9	200K	R1206
C11	0.47uf	E3,5-10	<b>T-type menič</b>			R10	4K7	R1206
C12	0.47uf	E3,5-10	BR1	BRIDGE_63MM	70	R11	8K2	R1206

R12	100K	R1206	C105	10uF	C1206K
R13	100K	R1206	C106	0.33uF	C1206K
R14	220K	R1206	C107	0.1uF	C1206K
R15	4K7	R1206	CON3		ML6
R16	8K2	R1206	CON4		ML6
R17	4K7	R1206	D21	MM3Z3V3T1G	SOD323_ST
R18	8K2	R1206	D22	MM3Z3V3T1G	SOD323_ST
R19	100K	R1206	D23	MM3Z3V3T1G	SOD323_ST
R20	100K	R1206	D24	MM3Z3V3T1G	SOD323_ST
R21	220K	R1206	D25	MM3Z3V3T1G	SOD323_ST
R22	3k3	0411/15	D26	MM3Z3V3T1G	SOD323_ST
R23	3k3	0411/15	DC1	DC/DC_SOURCE_2P	DC/DC_SOURCE_2P
R24	4K7	M1206	DC2	DC/DC_SOURCE_2P	DC/DC_SOURCE_2P
R25	8K2	M1206	JP7		1X15
R26	200K	M1206	R47	100R	R0805
R27	200K	M1206	R48	10K	R0805
R28	100K	M1206	R49	11K	R0805
R29	180K	M1206	R50	10K	R0805
R30	12k	M1206	R51	11K	R0805
R31	10k	M1206	R52	10K	R0805
R32	12k	M1206	R53	200K	R0805
R33	10k	M1206	R54	10K	R0805
R34	12k	M1206	R55	56k	R0805
R35	10k	M1206	R56	270k	R0805
R36	1k	R1206	R57	100R	R0805
R37	200R	R1206	R58	6K8	R0805
S1	NDUL09N150C-D	TOP3BV	R59	10K	R0805
S2	NDF10N60Z	TO220BV	R60	4K	R0805
S3	NDF10N60Z	TO220BV	R61	10K	R0805
S4	NDUL09N150C-D	TOP3BV	R62	100R	R0805
U2	TL431	SOT23	R63	150R	M1206
X5	AK110/3DS-7.5	AK110/3DS-7.5	R64	4K7	M1206
X6	AK110/2DS	AK110/2DS	R65	9K1	M1206
X7		AK500/2	R66	150R	M1206
X8		AK500/4	R67	120R	M1206
X9		AK500/5	TRIM2	100R	TS53YJ
<b>Zdroj</b>			U5	OPA4376	TSSOP14
C94	12nF	C0805	U6	OPA4376	TSSOP14
C95	12nF	C0805	U7	OPA2333	SOIC8
C96	12nF	C0805	U8	TL431	SOT23
C97	100nF	C1206K	U9	LM337	SOT223
C98	100nF	C1206K	U10	LM3940	TO220V
C99	100nF	C1206K	U11	7805TV	TO220V
C100	100nF	C1206K	X9		AK500/2
C101	270pF	C1206K	X10		AK500/5
C102	1uF/16V	C3216	X11		AK500/4
C103	1uF/16V	C3216	X12		AK500/2
C104	0.47uF	C1206K			